МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

К. А. ШУЛЬГИН

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ И СИСТЕМЫ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДОВ

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ



МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 339

К. А. ШУЛЬГИН

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ И СИСТЕМЫ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДОВ



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1958 ЛЕНИНГРАД

В брошюре рассматриваются основные системы параметров и эквивалентные схемы плоскостных полупроводниковых триодов для широкого диапазона частот. Описывается методика измерения параметров и определения элементов эквивалентных схем, а также значений параметров для низких частот по семействам статических характеристик триода. Приводятся примеры, иллюстрирующие использование параметров для практических целей.

Брошюра рассчитана на подготовленных радиолюбителей; оиа может быть полезной также для широкого круга специалистов, работающих в области полупроводниковой техники.

Шульгин Константин Александрович

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ И СИСТЕМЫ ПАРАМЕТРОВ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДОВ

Редактор *Мельниковская Р. Д.* Техн. редактор *К. П. Ворончин*

Сдано в набор 10/IX 1958 г. Подписано к печати 4/XI 1958 г. Т-11627
Бумага 84×108¹/₃₂ 4,5 печ. л. Уч.-изд. л. 4,8
Тираж 50 000 экз. Цена 1 р. 95 к. Заказ 1411

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ВВЕДЕНИЕ

С каждым днем все более возрастает роль полупроводниковых триодов в науке и технике. Полупроводниковые триоды имеют ряд существенных преимуществ перед электронными лампами. Они потребляют в десятки раз меньшую мощность от источников питания, обладают во много раз бо́льшим сроком службы, имеют в сотни раз меньшие объем и вес, отличаются высокой механической прочностью. Применение полупроводниковых триодов позволяет значительно уменьшить размеры и вес аппаратуры, резко повысить ее экономичность и надежность работы. Недостатки же их — ограниченность рабочего диапазона частот, повышенный уровень собственных шумов, разброс параметров у отдельных экземпляров, чувствительность к изменениям температуры и др. успешно преодолеваются. Так, например, если еще недавно считалось, что плоскостные триоды пригодны для работы на частотах лишь в несколько десятков или сотен килогерц, то теперь уже изготовляются триоды этого типа, граничные частоты которых превышают несколько сотен мегагерц. Но и это еще не является пределом. Быстро повышается мощность выходных триодов, снижается уровень собственных шумов триодов, предназначенных для работы при малых напряжениях сигнала, уменьшается разброс параметров.

Быстрые темпы развития полупроводниковой электроники дают основание полагать, что в ближайшие годы в большинстве областей радиотехники и электроники полупроводниковые триоды вытеснят электронные лампы и станут основным усилительным элементом. В настоящее время они уже широко применяются в радиоприемных устройствах и усилителях, в автоматике и телемеханике, в счетно-решающих быстродействующих электронных машинах и других импульсных устройствах, для генерации высокочастотных и низкочастотных колебаний и т. д. Поэтому радиолюбителям и специалистам, работающим в области радио, необходимо осваивать эту новую интересную

технику, проводить массовую научную и экспериментальную работу.

По своим свойствам полупроводниковые триоды значительно отличаются от электронных ламп. В связи с этим отличаются и методы расчета аппаратуры на полупроводниковых триодах. Поэтому для успешного практического применения полупроводниковых триодов необходимо не только ясно представлять себе принцип их действия, но также хорошо знать их основные свойства и параметры, эквивалентные схемы, научиться производить расчет узлов аппаратуры, в которых они применяются.

В настоящей брошюре рассматриваются основные системы параметров и эквивалентные схемы плоскостных полупроводниковых триодов как для низких, так и для высоких частот. Эти схемы и параметры полностью характеризуют свойства полупроводникового триода для всего диапазона частот, в котором он может быть использован. Поэтому знание их необходимо для расчетов аппаратуры и различных исследований.

Радиолюбителям в своей практике обычно не приходится пользоваться эквивалентными схемами и, тем более, производить исследования устройств, представляя их в виде четырехполюсников. В то же время именно на этом основаны все исследования и методы расчета аппаратуры на полупроводниковых триодах. Поэтому в первой главе даются основные понятия об эквивалентных схемах и приводятся некоторые сведения из теории четырехполюсников. Ознакомление с ними облегчит усвоение основного материала брошюры.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ И ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ

1. Общие сведения об эквивалентных схемах

В радиотехнике широкое применение находят приборы, которые не содержат катушек индуктивности, сопротивлений, конденсаторов, но в электрических цепях проявляют себя так, как будто бы все эти элементы в них имеются. Возьмем, например, кварцевый резонатор. Он представляет собой круглую или прямоугольную пластинку, вырезанную из кристалла кварца и помещенную между двумя изолированными друг от друга металлическими электродами (рис. 1,*а*). Никаких деталей, характерных для колебательного контура, в кварцевом резонаторе нет. Однако в радиотехнических устройствах он ведет себя как сложный колебательный контур, состоящий из последовательно соединенных катушки относительно большой индуктивности, конденсатора малой емкости и малого активного сопротивления, параллельно которым подключен конденсатор небольшой емкости.

В радиотехнических устройствах кварцевый резонатор применяется потому, что по своим свойствам он эквивалентен колебательному контуру очень высокой добротности. Его добротность в десятки, а иногда и в сотни раз превышает добротность лучших контуров, состоящих из катушек и конденсаторов. Это позволяет резко повысить избирательность приемных устройств, улучшить качество работы многоканальных линий связи, стабилизировать частоту колебаний ламповых генераторов, построить сверхточные электрические часы и многое другое.

При разработке установок, содержащих приборы, подобные кварцевым резонаторам, в особенности при различных исследованиях, перед конструктором возникает ряд серьезных проблем. Как согласовать такие приборы с остальными элементами схемы, каким образом опреде-

лить свойства и параметры будущей установки, как рассчитать ее отдельные узлы.

Чтобы произвести все необходимые исследования и расчеты, нужно найти такую комбинацию из сопротивлений, конденсаторов, катушек индуктивностей и т. п., которая по переменному току в области рабочих частот уст-

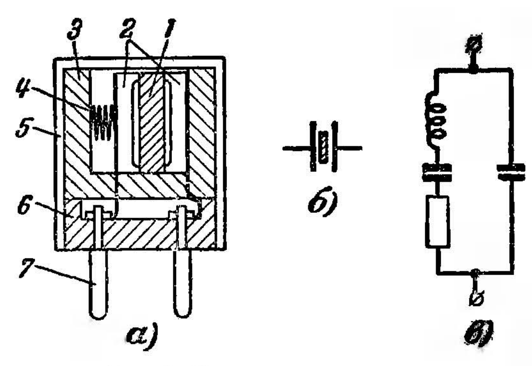


Рис. 1. Кварцевый резонатор.

а — общий вид (*1* — кварцевая пластина; *2* — электроды; *3* — держатель из изоляционного материала; *4* — пружина; *5* — корпус; *6* — изоляционная пластина; *7* — выводные штырьки); *б* — условное схематическое изображение; *в* — эквивалентная схема.

ройства обладает такими же свойствами, как и данный прибор. Схематическое изображение этой комбинации и помещают в принципиальную схему рассматриваемой установки. Никаких принципиальных изменений от такой замены не произойдет, но исследование и расчет ее уже станут возможными, так как все узлы схемы изображены теперь через элементарные составляющие и ясно видна взаимная связь между ними.

Схематическое изображение комбинации простых элементов, которая по своим свойствам для переменного тока эквивалентна рассматриваемому прибору, называют эквивалентной схемой данного прибора. Эквивалентная схема упомянутого ранее кварцевого резонатора приведена на рис. 1,*в*.

На практике не всегда можно создать детали, имеющие требуемые параметры. Например, построить по схеме рис. 1,*в* колебательный контур, обладающий такой же добротностью, как и хороший кварцевый резонатор, практически невозможно. Да в этом и нет надобности. Эквивалентные схемы находятся обычно не путем подбора дета-

лей и практического построения комбинации, а как логическое следствие анализа свойств и измерения параметров прибора.

На практике часто приходится представлять в виде эквивалентных схем не только отдельные приборы, но также узлы и каскады исследуемых устройств. Рассмотрим, как это делается на примере каскада лампового усилителя низкой частоты, собранного на сопротивлениях.

В ламповой технике за один каскад принимают узел, начинающийся непосредственно от управляющей сетки рас-

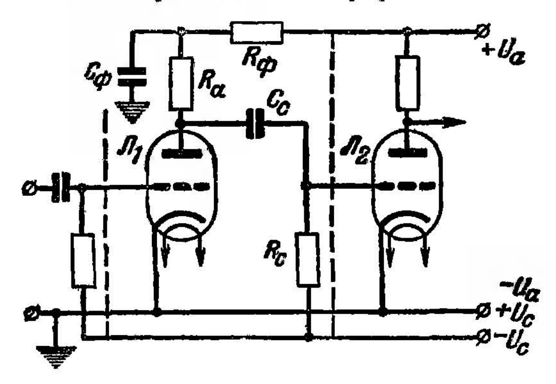


Рис. 2. Усилительный каскад на сопротивлениях.

сматриваемой лампы и кончающийся управляющей сеткой последующей лампы (на рис. 2, где изображена часть принципиальной схемы усилителя низкой частоты, каскад выделен пунктирными линиями). В этот каскад входят электронная лампа $Л_1$, сопротивление R_a, включенное в ее анодную цепь, разделительный конденсатор C_c и сопротивление утечки сетки R_c, через которое подается отрицательное смещение на управляющую сетку лампы $Л_2$. Кроме того, сюда же входят полная входная емкость лампы $Л_2$ и емкость монтажа, которые на принципиальных схемах обычно не показывают. Рассмотренный способ деления на каскады принят потому, что через все перечисленные выше элементы протекает переменная составляющая анодного тока лампы $Л_1$, и поэтому все они оказывают существенное влияние на параметры каскада.

Составим прежде всего эквивалентную схему самой лампы. Между электродами лампы существуют емкости сетка — катод $C_{с-к}$, сетка — анод $C_{с-а}$ и анод — катод $C_{а-к}$

(рис. 3,*а*). Первые две из них действуют непосредственно на входе лампы и шунтируют источник сигнала, от которого подается переменное напряжение на ее сетку. При этом к емкости $C_{с\text{-}к}$ приложено только входное напряжение, а к емкости $C_{с\text{-}а}$ — входное и выходное.

Следовательно, действующее на емкости $C_{с\text{-}а}$ напряжение $U_{с\text{-}а}$ равно сумме напряжений $U_{вх}$ и $U_{вых}$:

$$U_{с\text{-}а} = U_{вх} + U_{вых} = U_{вх}(1+K),$$

где $K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$ — коэффициент усиления каскада, выполненного на данной лампе.

Сила тока в цепи прямо пропорциональна приложенному к ней напряжению. Так как к емкости $C_{с\text{-}а}$ приложено напряжение в $(1+K)$ раз больше, чем входное, то и ток, протекающий через нее, в $(1+K)$ раз больше того тока, который протекал бы, если бы к ней было приложено только $U_{вх}$.

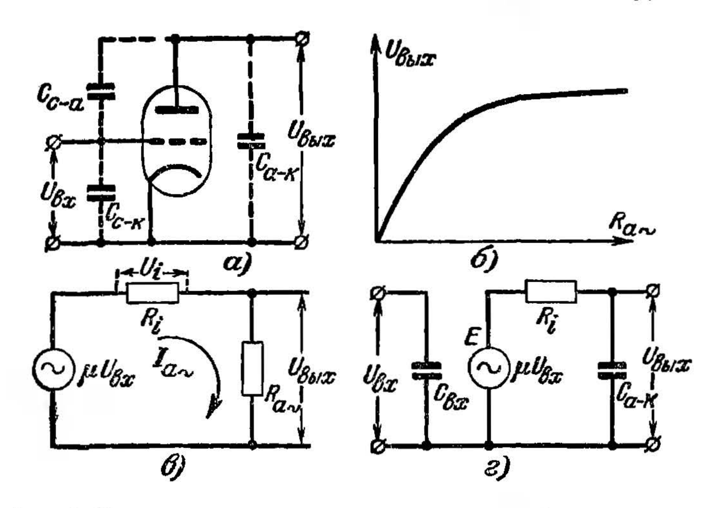


Рис. 3. Пояснение к составлению эквивалентной схемы лампы.
а — междуэлектродные емкости лампы; *б* — зависимость напряжения на выходе от сопротивления нагрузки; *в* — схема эквивалентного генератора; *г* — эквивалентная схема лампы для диапазона звуковых частот.

Если рассматривать цепь со стороны источника сигнала, то о ее сопротивлении можно судить по протекающему через нее току — чем меньше сопротивление цепи,

тем больший ток протекает через нее при данном напряжении источника. Ток, протекающий через емкость $C_{c\text{-}a}$, вызывается источником сигнала. Но этот ток в $(1+K)$ раз больше того тока, который должен был бы протекать через емкость $C_{c\text{-}a}$ при непосредственном присоединении ее к источнику. Такое увеличение тока говорит об уменьшении сопротивления цепи в $(1+K)$ раз. Сопротивление конденсатора переменному току обратно пропорционально его емкости. Значит влияние на источник сигнала емкости, действующей между сеткой и анодом лампы, проявляется так, как будто бы к источнику подключена емкость в $(1+K)$ раз бо́льшая, чем емкость $C_{c\text{-}a}$. Эта эквивалентная емкость $C'=C_{c\text{-}a}(1+K)$ шунтирует источник сигнала и является поэтому составляющей входной емкости лампы. Таким образом, полная входная емкость лампы $C_{вх}$ равна:

$$C_{вх}=C_{c\text{-}к}+C_{c\text{-}a}(1+K).$$

Для звуковых частот активная составляющая входного сопротивления лампы настолько велика, что с нею можно не считаться.

Таким образом, для источника сигнала (или предыдущего каскада) присоединение лампы равноценно подключению конденсатора, емкость которого равна $C_{вх}$. Поэтому в эквивалентной схеме вход лампы можно представить в виде емкости $C_{вх}$, как показано на рис. 3,*г*.

Рассмотрим теперь выходную цепь лампы. Допустим, что к управляющей сетке лампы приложено переменное напряжение $U_{вх}$, а в ее анодную цепь включено очень большое сопротивление нагрузки $R_{a\sim}$. В этом случае коэффициент усиления каскада близок к статическому коэффициенту усиления лампы μ, и напряжение на выходе $U_{вых}$ почти в μ раз больше, чем напряжение на входе, т. е. $U_{вых}\simeq\mu U_{вх}$. Радиолюбителям хорошо известно, что если уменьшить сопротивление нагрузки $R_{a\sim}$, оставляя при этом $U_{вх}$ неизменным, то будут уменьшаться и $U_{вых}$, а следовательно, и коэффициент усиления каскада K. Графически зависимость $U_{вых}$ от $R_{a\sim}$ показана на рис. 3,*б*.

Такая же зависимость напряжения на выходе устройства от сопротивления нагрузки имеет место, если вместо лампы взять генератор напряжения, развивающий э. д. с.,

равную $\mu U_{вх}$, и соединить последовательно с ним сопротивление R_i, равное внутреннему сопротивлению лампы (рис. 3,*в*). Действительно напряжение на выходе $U_{вых}$ в схеме рис. 3,*в* равно разности между напряжением генератора $\mu U_{вх}$ и падением напряжения $U_i = I_{a\sim} R_i$ на сопротивлении R_i:

$$U_{вых} = \mu U_{вх} - U_i.$$

Чем меньше сопротивление нагрузки $R_{a\sim}$, тем больше ток $I_{a\sim}$ в цепи, а следовательно, больше падение напряжения на внутреннем сопротивлении R_i и меньше напряжение на выходе.

Следовательно, со стороны выхода лампу можно заменить генератором напряжения, развивающим э. д. с., равную $\mu U_{вх}$, последовательно с которым включено сопротивление R_i, равное внутреннему сопротивлению лампы для переменного тока. Внутреннее сопротивление самого генератора в этом случае предполагается равным нулю (оно представлено отдельно в виде сопротивления R_i).

Параллельно участку анод—катод лампы действует ее выходная емкость $C_{a\text{-}к}$. Эту емкость также необходимо учесть в эквивалентной схеме, так как она оказывает влияние на работу усилителя в области верхних звуковых частот.

На рис. 3,*г* изображена эквивалентная схема лампы для звуковых частот. Здесь $C_{вх}$ — полная входная емкость лампы, шунтирующая источник сигнала; E — генератор напряжения, развивающий э. д. с., равную $\mu U_{вх}$; R_i — внутреннее сопротивление лампы для переменного тока; $C_{a\text{-}к}$ — ее выходная емкость.

Генератор напряжения E характеризует усилительные свойства лампы. Если к управляющей сетке лампы подвести переменное напряжение, равное $U_{вх}$, то в режиме холостого хода ($R_{a\sim} = \infty$) переменное напряжение на выходе $U_{вых} = E = \mu U_{вх}$. В действительности лампа не содержит генератора и не является источником энергии — она лишь преобразует часть энергии постоянного тока, подводимой от источника питания, в энергию переменного тока.

Составим теперь эквивалентную схему рассматриваемого каскада. Входная цепь лампы $Л_1$ (рис. 2) шунтирует

только источник сигнала, не входящий в данный каскад. Поэтому в эквивалентной схеме эту цепь учитывать не нужно, и вместо полной эквивалентной схемы лампы следует изобразить только ее выходную цепь, как показано на рис. 4,*а*. Параллельно лампе подключено сопротивление R_a. Один конец этого сопротивления соединен непосредственно с анодом лампы, а другой—через конденсатор $C_ф$ с ее катодом. Емкость конденсатора $C_ф$ настолько велика, что его сопротивление для переменных токов даже на

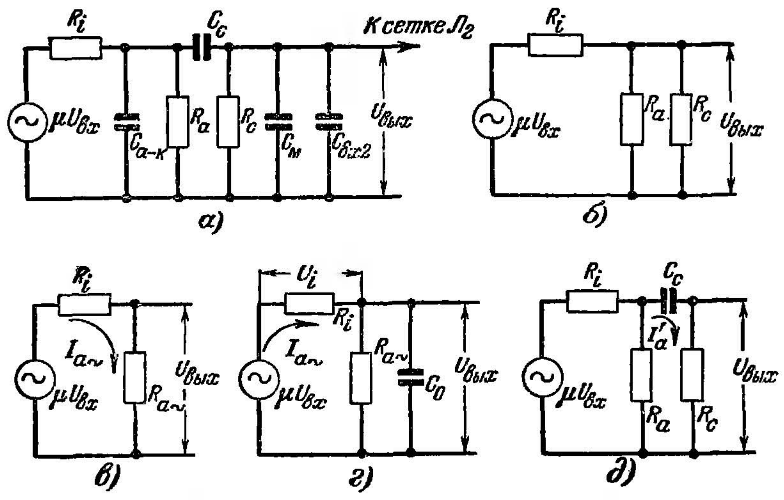


Рис. 4. Эквивалентные схемы резистивного каскада усиления низкой частоты.

а — полная эквивалентная схема; *б* — схема для средних частот; *в* — упрощенная схема для средних частот; *г* — схема для верхних частот; *д* — эквивалентная схема для нижних частот.

самых низких частотах обычно в сотни раз меньше, чем сопротивление R_a. Поэтому можно считать, что конденсатор $C_ф$ замыкает цепь для переменного тока накоротко и в эквивалентной схеме его можно не учитывать.

Далее параллельно выходу лампы через конденсатор C_c присоединено сопротивление R_c. Сопротивление конденсатора C_c на самых низких рабочих частотах усилителя обычно соизмеримо с величиной сопротивления R_c. Поэтому исключить из эквивалентной схемы данный конденсатор нельзя.

Кроме того, параллельно к выходу лампы подключены емкость монтажа $C_м$, существующая между соединительными проводниками, деталями, которые входят в анодную цепь лампы, и шасси, а также полная входная емкость $C_{вх2}$ лампы $Л_2$. Сопротивление этих емкостей на верхних рабочих частотах усилителя соизмеримо по величине с сопротивлениями R_a и R_c и играет существенную роль в работе усилителя на данных частотах. Поэтому $C_{вх2}$ также следует учесть в эквивалентной схеме каскада.

Составленная нами полная эквивалентная схема каскада изображена на рис. 4,*а*. Действие отдельных элементов этой схемы проявляется не на всех частотах, а лишь в определенной области частот. Последнее при исследованиях и расчетах позволяет заметно упрощать эту схему. Допустим, что требуется определить коэффициент усиления каскада K_0. Обычно его определяют на средних частотах (800 — 1 000 *гц*). На таких частотах сопротивление конденсатора C_c настолько мало, что его можно исключить из схемы, считая, что он замкнут накоротко. В противоположность этому сопротивление емкостей $C_{а\text{-}к}$, $C_м$ и $C_{вх}$ в сотни и тысячи раз больше сопротивления R_a. Поэтому с действием этих емкостей также можно не считаться. В результате эквивалентная схема для средних частот значительно упрощается и принимает вид рис. 4,*б*.

Из схемы рис. 4,*б* видно, что на средних частотах нагрузкой лампы являются параллельно соединенные сопротивления R_a и $R_г$. Результирующее сопротивление нагрузки, которое принято обозначать как $R_{a\sim}$, равно:

$$R_{a\sim}=\frac{R_aR_c}{R_a+R_c}.$$

Заменив теперь R_a и R_c одним сопротивлением $R_{a\sim}$, можно еще более упростить эквивалентную схему каскада для средних частот (рис. 4,*в*). Теперь уже нетрудно найти и коэффициент усиления K_0. Ток в цепи $I_{a\sim}$, вызываемый генератором $\mu U_{вх}$,

$$I_{a\sim}=\frac{\mu U_{вх}}{R_i+R_{a\sim}},$$

а напряжение на выходе

$$U_{вых}=I_{a\sim}R_{a\sim}=\mu U_{вх}\frac{R_{a\sim}}{R_i+R_{a\sim}}.$$

Коэффициент усиления каскада равен отношению напряжения на его выходе к напряжению на входе. Следовательно,

$$K_0 = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \mu \frac{R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}}.$$

Из этой формулы видно, что чем больше $R_{a\sim}$, тем больше K_0, и что при $R_{a\sim}$, стремящемся к бесконечности, коэффициент усиления K_0 стремится к μ.

На верхних частотах сопротивление конденсатора C_c еще меньше, чем на средних, и поэтому тем более с ним можно не считаться. Но зато уже приходится учитывать емкости $C_{a\text{-}к}$, $C_м$ и $C_{вх}$, сопротивление которых соизмеримо с $R_{a\sim}$. Поэтому для верхних частот эквивалентная схема каскада приобретает вид рис. 4,*г*, где

$$C_0 = C_{a\text{-}к} + C_м + C_{вх}.$$

Из схемы рис. 4,*г* видно, что с повышением частоты коэффициент усиления каскада уменьшается. Действительно, напряжение на выходе $U_{вых}$ равно разности между напряжением эквивалентного генератора $\mu U_{вх}$ и падением напряжения U_i на внутреннем сопротивлении R_i лампы:

$$U_{вых} = \mu U_{вх} - U_i = \mu U_{вх} - I_{a\sim} R_i.$$

С повышением частоты сопротивление емкости C_0 уменьшается. Вследствие этого уменьшается сопротивление всей цепи и возрастает ток $I_{a\sim}$. Последнее приводит к повышению падения напряжения U_i на сопротивлении R_i, а следовательно, и к уменьшению напряжения $U_{вых}$ на выходе. Так как при неизменном $U_{вх}$ с повышением частоты $U_{вых}$ понижается, то $K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}$ уменьшается. Пользуясь схемой рис. 4,*г*, нетрудно получить и расчетные формулы для области верхних частот.

На нижних частотах можно не учитывать емкости $C_{a\text{-}к}$, $C_м$ и $C_{вх}$ (их сопротивление для этих частот очень велико). Но зато уже приходится считаться с конденсатором C_c, так как его сопротивление на нижних частотах соизмеримо

с сопротивлением R_c. В результате эквивалентная схема каскада для нижних частот приобретает вид рис. 4,*д*. Из этой схемы видно, что коэффициент усиления на нижних частотах также падает.

В самом деле, с понижением частоты сопротивление конденсатора C_c возрастает, ток I_a' падает и напряжение на выходе $U_{вых}=I_a'R_c$ уменьшается. Частотная характеристика рассмотренного каскада, показывающая зависимость его коэффициента усиления от частоты, приведена на рис. 5.

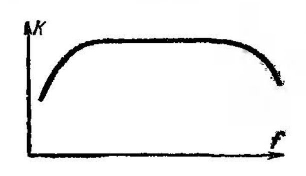


Рис. 5. Частотная характеристика каскада, показывающая зависимость его коэффициента усиления от частоты.

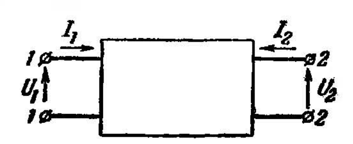


Рис. 6. Четырехполюсник, представленный в общем виде.

Итак, мы видели, как можно составить эквивалентную схему устройства, а затем, пользуясь ею, определить его свойства и вывести расчетные формулы. Такой прием широко используется не только при анализе усилителей низкой частоты, но и для исследования других радиотехнических устройств, в том числе выполненных на полупроводниковых триодах.

2. Общие сведения о четырехполюсниках

Для исследования сложных приборов, к числу которых относятся и полупроводниковые триоды, а также расчета аппаратуры, в которую они входят, разработана особая методика. В соответствии с этой методикой исследуемый прибор представляют в виде устройства, имеющего два входных и два выходных зажима (рис. 6). Так как число зажимов (полюсов) равно четырем, то в общем виде полученное устройство называют четырехполюсником; его входные зажимы принято обозначать цифрами 1, а выходные—цифрами 2.

На рис. 6 стрелками показаны принятые условно направления токов и напряжений на входе и на выходе четырехполюсника. Для решения всех возникающих задач

необходимо знать зависимости между этими напряжениями и токами. В общем виде в полупроводниковой технике связь между ними наиболее часто выражают с помощью приведенных ниже трех систем уравнений. Зависимость напряжений на входе и выходе четырехполюсника от токов имеет вид:

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2; \\ U_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2. \end{aligned}\right\} \quad (1)$$

Токи через напряжения определяются посредством уравнений

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= y_{11}U_1 + y_{12}U_2; \\ I_2 &= y_{21}U_1 + y_{22}U_2. \end{aligned}\right\} \quad (2)$$

Наконец, напряжение на входе и ток на выходе связаны с током на входе и напряжением на выходе следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}U_2; \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}U_2. \end{aligned}\right\} \quad (3)$$

Все входящие в эти уравнения полные сопротивления z, проводимости y* и величины h (имеющие разные размерности), через которые связаны между собой указанные токи и напряжения, называются параметрами четырехполюсника. Параметр с индексами 11 характеризует в определенном режиме входное сопротивление или проводимость четырехполюсника, параметр с индексом 22 — выходное сопротивление или проводимость, параметр с индексами 21 — связь между входом и выходом (например, усилительные свойства для радиоламп и полупроводниковых триодов) и параметр с индексами 12—связь между выходом и входом, т. е. внутреннюю обратную связь в четырехполюснике.

Исследование четырехполюсника заключается в определении его параметров на заданной частоте, а также, если

---

* Проводимость—это величина, обратная сопротивлению. Например, если сопротивление участка цепи $r = 10$ *ом*, то его проводимость $g = \frac{1}{r} = 0{,}1$ *мо*. Чем меньше сопротивление цепи, тем больше ее проводимость. Для полных проводимостей $y = 1/z$. Следует иметь в виду, что для четырехполюсника y_{11} не равен $1/z_{11}$, y_{22} не равен $1/z_{22}$ и т. д., так как эти полные сопротивления и проводимости соответствуют разным режимам работы четырехполюсника.

это требуется, в снятии их частотной характеристики. По полученным данным находят эквивалентную схему устройства, представленного в виде четырехполюсника, определяют значения ее элементов, производят расчет проектируемого устройства.

Для полной характеристики четырехполюсника достаточно определить четыре параметра какой-либо одной

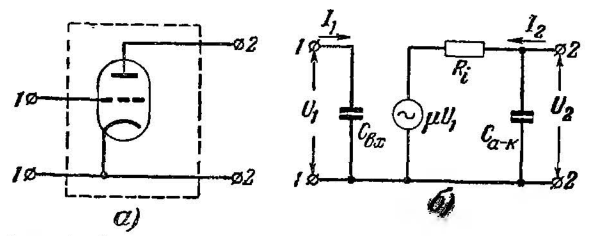


Рис. 7. Электронная лампа как активный четырехполюсник.

а — схематическое изображение электронной лампы в виде четырехполюсника; *б* — эквивалентная схема.

системы: *z*, *y* или *h*. Однако в настоящее время широко применяются все упомянутые выше системы параметров, так как в различных случаях удобнее применять разные системы параметров. Поэтому в дальнейшем будут рассмотрены все эти три системы.

Четырехполюсники делятся на пассивные и активные. К первым относятся те, которые не способны усиливать по мощности подводимые к ним сигналы. Эквивалентная схема пассивных четырехполюсников содержит только элементы, не являющиеся источниками энергии. Примером пассивного четырехполюсника может служить трансформатор. Мощность сигнала, проходящего через трансформатор, всегда затухает вследствие имеющихся в нем потерь и отсутствия источника энергии, который мог бы эти потери пополнить.

Активные четырехполюсники способны усиливать мощность проходящих через них сигналов. На эквивалентной схеме их усилительные (активные) свойства отображаются введением генератора напряжения или тока, за счет энергии которых и осуществляется усиление. В качестве примера активного четырехполюсника можно привести электронную лампу. В эквивалентной схеме (рис. 7) ее активные (усилительные) свойства отображены в виде генератора напряжения, развивающего э. д. с., равную μU_1.

Полупроводниковый триод также является усилителем мощности. Поэтому он относится к группе активных четырехполюсников и в его эквивалентной схеме должен содержаться генератор напряжения или тока.

Пассивный и активный четырехполюсники отличаются друг от друга не только по эквивалентной схеме, но и по параметрам. У пассивного четырехполюсника параметр с индексом 12 равен параметру с индексом 21 ($z_{12}=z_{21}$; $y_{12}=y_{21}$ и $h_{12}=h_{21}$), а у активных четырехполюсников эти параметры различны.

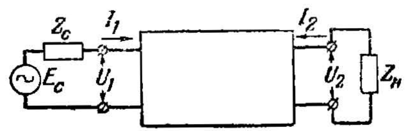


Рис. 8. Четырехполюсник, ко входу которого присоединен источник сигнала с э. д. с., равной E_c и внутренним сопротивлением R_c, а к выходу— сопротивление нагрузки $Z_н$.

Посмотрим, как можно использовать теорию четырехполюсников для решения практических задач. Найдем, пользуясь, например, системой z-параметров, коэффициент усиления рассмотренного лампового каскада для области средних звуковых частот. Для этого представим лампу как четырехполюсник, ко входу его подключим источник сигнала с э. д. с. E_c и внутренним сопротивлением Z_c, а к выходу присоединим сопротивление нагрузки $Z_н$, равное сопротивлению $R_{a\sim}$ (рис. 8).

Решим вначале задачу в общем виде. В системе z параметров напряжения и токи на входе и выходе четырехполюсника связаны уравнениями (1). Напряжение U_2 на выходе равно произведению тока I_2 на сопротивление нагрузки $Z_н$. При выбранном направлении токов $U_2 = -I_2 Z_н$. Подставив это выражение во второе уравнение, получим:

$$z_{21} I_1 + (z_{22} + Z_н) I_2 = 0.$$

Отсюда находим коэффициент усиления устройства по току

$$K_m = \frac{I_2}{I_1} = -\frac{z_{21}}{z_{22} + Z_н}. \quad (4)$$

Знак минус получился вследствие того, что направление токов I_1 и I_2 мы приняли встречным.

Коэффициент усиления по напряжению равен отноше-

		Параметры z
Коэффициент усиления по напряжению	$K_н = \frac{U_2}{U_1}$	$\frac{z_{21}Z_н}{\Delta z + z_{11}Z_н}$
Коэффициент усиления по напряжению с учетом входа	$K'_н = \frac{U_2}{E_c}$	$\frac{z_{21}Z_н}{\Delta z + z_{11}Z_н + z_{22}Z_c + Z_cZ_н}$
Коэффициент усиления по току	$K_m = \frac{I_2}{I_1}$	$\frac{-z_{21}}{z_{22} + Z_н}$
Входное сопротивление или проводимость	—	$Z_{вх} = z_{11} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{22} + Z_н}$
Выходное сопротивление или проводимость	—	$Z_{вых} = z_{22} - \frac{z_{12}z_{21}}{z_{11} + Z_c}$
Коэффициент усиления по мощности при идеальном согласовании входа с источником сигнала	$K'_{м.макс}$	$4R_нR_c\left\lvert\frac{z_{21}}{\Delta z + z_{11}Z_н + z_{22}Z_c + Z_cZ_н}\right\rvert^2$
Коэффициент усиления по мощности: отношение мощности в нагрузке к мощности, потребляемой на входе четырехполюсника	$K_м = \frac{P_н}{P_{вх}}$	$\frac{R_н}{R_{вх}}\left\lvert\frac{z_{21}}{z_{22} + Z_н}\right\rvert^2$
Обратный коэффициент усиления по напряжению	$K''_н = \frac{U_1}{U_2}$	$\frac{z_{12}Z_c}{\Delta z + z_{22}Z_c}$
Обратный коэффициент усиления по току	$K'_m = \frac{i_1}{i_2}$	$\frac{-z_{12}}{z_{11} + Z_c}$

Здесь $\Delta z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}$; $\Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$;

$R_н$, $G_н$, $Y_н$ и $Z_н$ — активное сопротивление, активная проводимость, тивное сопротивление, активная проводимость, полная проводимость и

для четырехполюсников

Параметры y	Параметры h
$\frac{-y_{21}}{y_{22}+Y_н}$	$\frac{-h_{21}}{\Delta h+h_{11}Y_н}$
$\frac{-y_{21}Y_c}{\Delta y+y_{11}Y_н+y_{22}Y_c+Y_cY_н}$	$\frac{-h_{21}}{\Delta h+h_{11}Y_н+h_{22}Z_c+Z_cY_н}$
$\frac{y_{21}Y_н}{\Delta y+y_{11}Y_н}$	$\frac{h_{21}Y_н}{h_{22}+Y_н}$
$Y_{вх}=y_{11}-\frac{y_{12}y_{21}}{y_{22}+Y_н}$	$Z_{вх}=h_{11}-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}+Y_н}$
$Y_{вых}=y_{22}-\frac{y_{12}y_{21}}{y_{11}+Y_c}$	$Y_{вых}=h_{22}-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{11}+Z_c}$
$4G_нG_c\left\|\frac{y_{21}}{\Delta y+y_{11}Y_н+y_{22}Y_c+Y_cY_н}\right\|^2$	$4R_cG_н\left\|\frac{h_{21}}{\Delta h+h_{11}Y_н+h_{22}Z_c+Z_cY_н}\right\|^2$
$\frac{G_н}{G_{вх}}\left\|\frac{y_{21}}{y_{22}+Y_н}\right\|^2$	$\frac{G_н}{R_{вх}}\left\|\frac{h_{21}}{h_{22}+Y_н}\right\|^2$
$\frac{-y_{12}}{y_{11}+Y_c}$	$\frac{h_{12}Z_c}{h_{11}+Z_c}$
$\frac{y_{12}Z_c}{\Delta y+y_{22}Y_c}$	$\frac{-h_{12}}{\Delta h+h_{22}Z_c}$

$\Delta h=h_{11}h_{22}-h_{12}h_{21}$;
полная проводимость и сопротивление иагрузки; R_c, G_c, Y_c и Z_c — ак-
сопротивление источника сигнала.

нию напряжения U_2 на выходе устройства к напряжению U_1 на его входе:

$$K_н = \frac{U_2}{U_1} = \frac{z_{11}I_1 + z_{12}I_2}{z_{21}I_1 + z_{22}I_2}. \qquad (5)$$

Выразим из формулы (4) ток I_2 через ток I_1

$$I_2 = -I_1 \frac{z_{21}}{z_{22} + Z_н}$$

и подставим его значение в выражение (5). После несложных преобразований получим:

$$K_н = \frac{z_{21}Z_н}{z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21} + z_{11}Z_н}. \qquad (6)$$

На средних частотах параметр лампы z_{11}* (входное сопротивление) стремится к бесконечности, параметр z_{22} (выходное сопротивление) равен R_i, $z_{12} = 0$ и $z_{21} = = -z_{11}\mu$. Подставив эти значения параметров в формулу (6) и заменив в ней $Z_н$ на равное ему сопротивление нагрузки для переменного тока $R_{a\sim}$, получим:

$$K_н = \frac{-z_{11}\mu R_{a\sim}}{z_{11}R_i + 0\, z_{11}\, \mu\, z_{11}\, R_{a\sim}} = -\mu \frac{R_{a\sim}}{R_i + R_{a\sim}}.$$

В результате мы получили для коэффициента усиления по напряжению $K_н$ то же выражение, что и при определении его с помощью эквивалентной схемы. Знак минус в этой формуле показывает, что напряжения на входе и на выходе сдвинуты по фазе на 180°. В первом случае мы этого знака не имели, так как не учитывали фазовых соотношений.

Теория четырехполюсников очень удобна для практических целей еще и потому, что применяя ее, фактически не приходится выполнять те промежуточные преобразования, которые мы производили в нашем примере. Все эти преобразования уже выполнены и полученные результаты сведены в таблицы в виде готовых расчетных формул.

---

* Методика измерения параметров рассмотрена в гл. 2 и 4.

Пользуясь этими таблицами, можно решать разнообразные задачи.

В табл. 1 приведены некоторые из формул теории четырехполюсников, наиболее часто применяемые в полупроводниковой технике.

На рис. 9 полупроводниковый триод представлен в виде четырехполюсника. Рис. 9,*а* соответствует схеме включения с общей базой, рис. 9,*б*—с общим эмиттером и рис. 9,*в*—с общим коллектором. Во всех случаях общий электрод соединен одновременно с входным и выходным зажимами четырехполюсника. Поэтому он и называется общим.

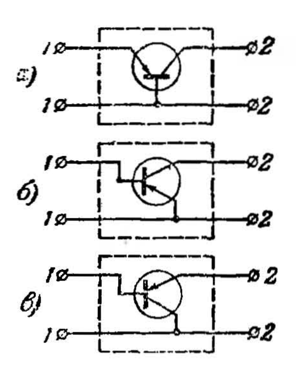


Рис. 9. Полупроводниковый триод, представленный в виде четырехполюсника.

а — схема включения с общей базой; *б* — схема включения с общим эмиттером; *в* — схема включения с общим коллектором.

Необходимо иметь в виду, что теория четырехполюсников разработана для линейных систем, т. е. для таких, параметры которых не зависят от уровня приходящего сигнала. Полупроводниковый же триод является системой нелинейной, вследствие чего токи, протекающие в цепях его электродов, не пропорциональны приложенным к ним напряжениям. Чем больше уровень сигнала, тем сильнее проявляются нелинейные свойства триода. Когда же амплитуда приложенного переменного напряжения мала, рабочий участок характеристики триода невелик и его нелинейность не ощущается. Поэтому при достаточно малых сигналах триод можно рассматривать как линейный активный четырехполюсник. Практически это допущение справедливо при работе триода в усилителях высокой и промежуточной частоты приемника, в предварительных каскадах усиления низкой частоты и т. п.

Если триод работает при больших сигналах, например в оконечном каскаде усилителя низкой частоты, то приходится применять графический метод расчета по статическим характеристикам, позволяющий учитывать его нелинейность. Однако этот метод пригоден лишь для низкочастотных схем.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ПАРАМЕТРЫ И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДОВ ДЛЯ ОБЛАСТИ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

3. Система z-параметров. Т-образная эквивалентная схема

Применительно к полупроводниковым триодам исторически первой начала использоваться система z-параметров, так как она наиболее удобна для триодов точечного типа, выпущенных ранее плоскостных. Как уже говорилось в гл. 1, напряжения и токи в этой системе параметров связаны соотношениями (1):

$$U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2;$$

$$U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2.$$

Таким образом, здесь все параметры триода представлены в виде полных характеристических сопротивлений z. Каждое характеристическое сопротивление снабжено двухзначным индексом, первая цифра которого показывает, между какими зажимами четырехполюсника при определении данного параметра измеряется напряжение сигнала, а вторая—в какой цепи замеряется ток.

Из уравнений (1) видно, что в системе z-параметров характеристические сопротивления триода удобнее всего определять в режиме холостого хода (по переменному току) на его входе и выходе. Действительно, в режиме холостого хода на выходе ток $I_2 = 0$, вследствие чего равны нулю вторые члены уравнений и сами уравнения упрощаются:

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= z_{11}I_1; \\ U_2 &= z_{21}I_1. \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

Отсюда

$$\left.\begin{aligned} z_{11} &= \frac{U_1}{I_1}; \\ z_{21} &= \frac{U_2}{I_1}. \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

При холостом ходе на входе равен нулю первый член каждого из уравнений (1), вследствие чего они приобретают вид:

$$U_1 = z_{12} I_2;$$
$$U_2 = z_{22} I_2.$$

Это позволяет определить сопротивления z_{12} и z_{22}

$$z_{12} = \frac{U_1}{I_2}; \quad (9)$$

$$z_{22} = \frac{U_2}{I_2}. \quad (10)$$

Рассматриваемую систему часто называют системой параметров холостого хода, а сами параметры—параметрами холостого хода.

Сопротивление z_{11} представляет собой входное сопротивление триода при режиме холостого хода на его выходе (выходные зажимы триода для переменного тока разомкнуты). При измерении этого сопротивления переменное

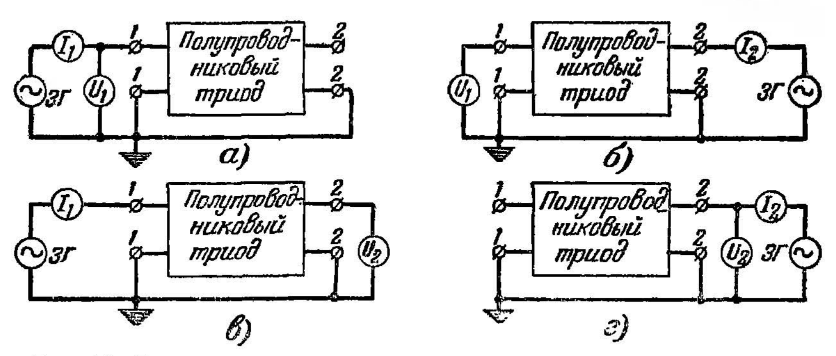


Рис. 10. Схемы измерения z-параметров полупроводникового триода. *а* — измерение параметра z_{11}; *б* — параметра z_{12}; *в* — параметра z_{21}; *г* — параметра z_{22}.

напряжение от звукового генератора *ЗГ* подается к входным зажимам триода. Ток I_1 и напряжение U_1 замеряются также во входной цепи (рис. 10,*а*).

Сопротивление z_{12} измеряется при режиме холостого хода на входе триода. В этом случае сигнал подводится к выходным зажимам *2*, ток I_2 отсчитывается в цепи выхода *2*, а напряжение U_1—между входными зажимами *1* (рис. 10,*б*).

Через сопротивление z_{12} в триоде возникает внутренняя паразитная обратная связь, поэтому его часто называют сопротивлением обратной связи. Чем больше это сопротивление, тем сильнее внутренняя обратная связь. Если бы при изготовлении триода z_{12} удалось свести к нулю, то обратной связи между его входом и выходом не было.

При измерении сопротивления z_{21} режим холостого хода осуществляется на выходе триода. Здесь напряжение сигнала подается на входные зажимы *1* (рис. 10,*в*), ток I_1 отсчитывается во входной цепи, а напряжение U_2—на выходе *2*. Этот параметр, показывая связь между током на входе и напряжением на выходе триода, по существу характеризует его усилительные свойства. Сопротивление z_{21} называют прямым проходным сопротивлением триода.

Сопротивление z_{22} является выходным сопротивлением триода при разомкнутом по переменному току его входе. При определении величины z_{22} сигнал подается на зажимы *2*; в этой же цепи измеряются напряжение U_2 и ток I_2 (рис. 10,*г*).

В этой главе мы рассматриваем свойства триода только для области низких частот, где реактивные составляющие параметров проявляются очень слабо и ими обычно пренебрегают. Последнее, не внося особых погрешностей, позволяет значительно упростить расчетные формулы и эквивалентную схему триода и тем самым облегчить исследование свойств, проектирование и расчет аппаратуры.

Поэтому в дальнейшем мы будем учитывать лишь активную составляющую параметров триода: входное сопротивление r_{11}, сопротивление обратной связи r_{12}, проходное сопротивление r_{21} и выходное сопротивление r_{22} (соответственно вместо z_{11}, z_{12}, z_{21} и z_{22}). Уравнения (1) при этом упростятся и примут вид:

$$\left.\begin{aligned} U_1 &= r_{11} I_1 + r_{12} I_2; \\ U_2 &= r_{21} I_1 + r_{22} I_2. \end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

Эквивалентную схему прибора, рассматриваемого как четырехполюсник, можно представить в самом различном виде. При этом все схемы принято разделять на две группы. К первой из них принадлежат так называемые схемы замещения четырехполюсника. Это формальные, часто очень удобные для практических расчетов схемы, непосредственно не отображающие физических свойств при-

бора, но зато включающие в себя без всяких изменений все параметры четырехполюсника. Схема замещения для системы z-параметров представлена на рис. 11. Здесь генератор $Г_{12}$, развивающий э. д. с. $e_{12}=I_2 z_{12}$, показывает, какое напряжение обратной связи возникает на входе триода в режиме холостого хода, если в его выходной цепи протекает ток I_2. Генератор $Г_{21}$, э. д. с. которого $e_{21}=I_1 z_{21}$, показывает, какое напряжение разовьется на выходе разомкнутого триода при токе в его входной цепи, равном I_1.

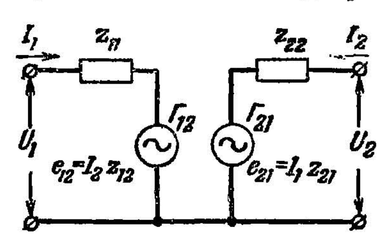


Рис. 11. Эквивалентная схема замещения для z-параметров.

Ко второй группе принадлежат так называемые моделирующие или „физические" эквивалентные схемы, представляющие собой как бы электрическую модель прибора, которые достаточно наглядно отражают физические свойства прибора и включают в себя его физические параметры. Применение таких схем облегчает разработку различных устройств, так как дает возможность видеть взаимосвязь между отдельными элементами полной схемы. Поэтому они очень широко применяются на практике. Недостатком таких схем является необходимость специального измерения или расчета данных их элементов.

В системе z-параметров наиболее часто применяются моделирующие схемы. Для полупроводниковых триодов здесь самой простой и наглядной, а также наиболее удобной для вычислений является Т-образная эквивалентная схема сопротивлений. Соответствующие низкочастотные эквивалентные схемы триода для трех способов включения приведены на рис. 12.

Сопротивления $r_э$, $r_б$ и $r_к$ называются соответственно— сопротивление эмиттера, сопротивление базы и сопротивление коллектора. Первое из них представляет собой прямое сопротивление для переменного тока диода, образованного эмиттером и базой; второе—сопротивление части германия, составляющего базу, и третье—обратное сопротивление диода коллектор—база. Наличие генератора напряжения $e_г$ указывает на активный характер рассматриваемого четырехполюсника и отражает его усилительные свойства. Электродвижущая сила, развиваемая генератором, численно

равна произведению тока $I_э$, равного току эмиттера, и сопротивления $r_г$:

$$e_г = I_э r_г.$$

Внутреннее сопротивление этого генератора равно нулю.

Сопоставив уравнения (7), (8), (9) и (10), выражающие

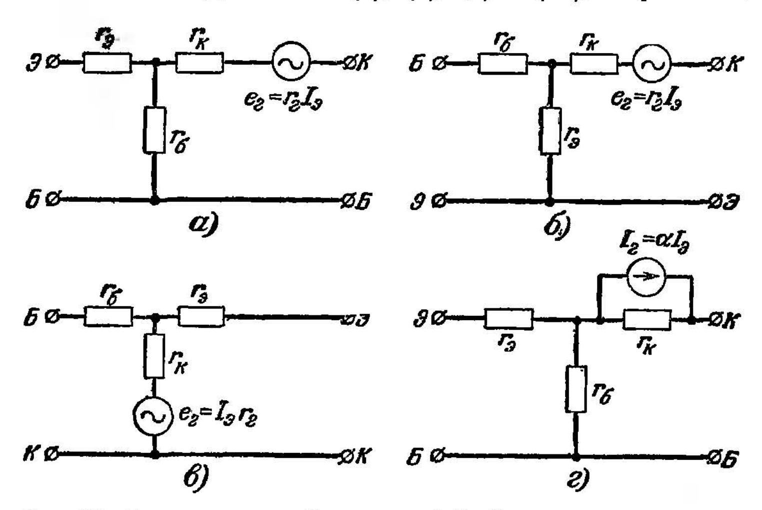


Рис. 12. Моделирующие (физические) Т-образные эквивалентные схемы.

а — схема с общей базой; *б* — с общим эмиттером; *в* — с общим коллектором; *г* — эквивалентная Т-образная схема с генератором тока для полупроводникового триода, включенного по схеме с общей базой.

параметры триода, с его эквивалентными схемами, получим формулы, связывающие между собой эти параметры и элементы схем (см. табл. 2).

Таблица 2

Для схем с общей базой	Для схем с общим эмиттером	Для схем с общим коллектором
$r_{11} = r_э + r_б$	$r_{11} = r_б + r_э$	$r_{11} = r_б + r_к$
$r_{12} = r_б$	$r_{12} = r_э$	$r_{12} = r_к - r_г$
$r_{21} = r_г + r_б$	$r_{21} = r_э - r_г$	$r_{21} = r_к$
$r_{22} = r_к + r_б$	$r_{22} = r_э + r_к - r_г$	$r_{22} = r_э + r_к - r_г$

Отсюда легко получить выражения для определения элементов эквивалентной схемы (см. табл. 3).

Таблица 3

Для схем с общей базой	Для схем с общим эмиттером	Для схем с общим коллектором
$r_э = r_{11} - r_{12}$	$r_э = r_{12}$	$r_э = r_{22} - r_{12}$
$r_б = r_{12}$	$r_б = r_{11} - r_{12}$	$r_б = r_{11} - r_{21}$
$r_к = r_{22} - r_{12}$	$r_к = r_{22} - r_{21}$	$r_к = r_{21}$
$r_г = r_{21} - r_{12}$	$r_г = r_{12} - r_{21}$	$r_г = r_{21} - r_{12}$

Наряду со схемами с генератором напряжения широко применяются также эквивалентные Т-образные схемы полупроводниковых триодов с генератором тока. Одна из таких схем приведена на рис. 12,*г*. Здесь генератор тока создает в цепи ток

$$I_г = \alpha I_э, \qquad (12)$$

где α — коэффициент усиления триода по току, а $I_э$ — ток эмиттера. Внутреннее сопротивление генератора тока бесконечно велико; это значит, что он совершенно не шунтирует цепь, параллельно которой он присоединен (в данном случае сопротивление $r_к$), а лишь создает в ней ток, равный $I_г$.

Значение α нетрудно определить, сопоставив между собой эквивалентные схемы с генератором напряжения (рис. 12,*а*) и генератором тока (рис. 12,*г*). Его можно также найти из второго уравнения системы (1) *z*-параметров, подобно тому, как это сделано в гл. 1 для четырехполюсника. Только в данном случае нужно принять $Z_н = 0$ (режим короткого замыкания на выходе; $Z_н = 0$ и $U_2 = 0$):

$$\alpha = \frac{r_{21}}{r_{22}} \approx \frac{r_г}{r_к}. \qquad (13)$$

В схеме с общей базой коэффициент усиления плоскостных триодов по току α всегда меньше единицы и лежит в пределах от 0,9 до 1. В схеме с общим эмиттером этот коэффициент, который здесь принято обозначать буквой β,

значительно больше единицы и может доходить до нескольких сотен. Коэффициенты α и β связаны между собой соотношениями

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}; \qquad (14)$$

$$\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}. \qquad (15)$$

Средние значения параметров и величин сопротивлений эквивалентных схем ряда плоскостных триодов приведены в табл. 4.

Таблица 4

Данные z-параметров и элементов Т-образной эквивалентной схемы триодов типа П1 при $I_э = 1$ *ма* и $U_к = -10$ *в*

Тип триода	Параметры							
	r_{11}, *ом* (макс.)	r_{12}, *ом* (макс.)	r_{21}, *Мом* (мин.)	r_{22}, *Мом* (мин.)	$r_э$, *ом*	$r_к$, *Мом* (мин.)	$r_б$, *ом* (макс.)	α
П1А	430	400	0,27	0,3	30	0,3	400	0,9
П1Б	430	400	0,47	0,5	30	0,5	400	0,93—0,97
П1В	430	400	0,93	1,0	30	1,0	400	0,93—0,97
П1Г	630	600	0,58	0,5	30	0,5	600	$\geqslant$0,96
П1Д	630	600	0,57	0,5	30	0,5	600	$\geqslant$0,94
П1Е	1 030	1 000	0,58	0,3	30	0,3	1 000	0,94—1

Следует иметь в виду, что полупроводниковые триоды не однородны и поэтому параметры триодов одного и того же типа могут значительно отличаться друг от друга. Кроме того, эти параметры в большой мере зависят от режима работы триодов. Естественно, поэтому, что измерения параметров нужно производить в том режиме, в котором триод будет работать в проектируемой установке.

В табл. 5 приведены расчетные формулы для усилительного каскада на полупроводниковом триоде, выраженные через элементы эквивалентной схемы последнего. Для того чтобы избежать в дальнейшем повторений, формулы представлены в общем виде, т. е. в них учтены полные комплексные сопротивления z. При решении задач для области низких частот вместо полных сопротивлений в формулы нужно подставить активные составляющие этих параметров.

Найдем в виде примера основные параметры однокаскадного усилителя низкой частоты, который работает на плоскостном триоде

типа П1В, включенном по схеме с общей базой (рис. 13). Режим триода примем типовым: $I_э = 1$ *ма* и $U_к = -10$ *в*. Данные триода: $r_э = 30$ *ом*, $r_к = 1{,}5$ *Мом*, $r_б = 400$ *ом*, $\alpha = 0{,}96$. Каскад работает от источника сигнала с внутренним сопротивлением $R_c = 200$ *ом* на нагрузку $R_н$ сопротивлением в 5 *ком*.

1. Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_н = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\alpha R_н}{r_э + (1-\alpha) r_б + \frac{r_э + r_б}{r_к} R_н} = \frac{0{,}96 \cdot 5\,000}{30 + (1-0{,}96)\,400 + \frac{30+400}{1{,}5 \cdot 10^6}} = 102.$$

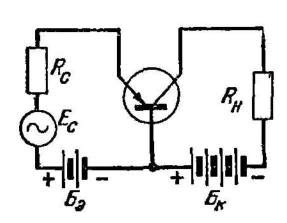


Рис. 13. Упрощенная схема однокаскадного усилителя на полупроводниковом триоде, включенном по схеме с общей базой.

2. Полный коэффициент усиления по напряжению всего усилителя, определяемый как отношение напряжения на выходе к э. д. с. источника сигнала

$$K'_н = \frac{U_2}{E_c} = \frac{\alpha R_н}{(r_э + r_б + R_c)\left(1 + \frac{R_н}{r_к}\right) - \alpha r_б} =$$

$$= \frac{0{,}96 \cdot 5\,000}{(30 + 400 + 200)\left(1 + \frac{5\,000}{1{,}5 \cdot 10^6}\right) - 0{,}96 \cdot 400} = 19{,}6.$$

Таким сравнительно низким полный коэффициент усиления получается потому, что полупроводниковые усилители обладают низким входным сопротивлением. Вследствие этого часть напряжения сигнала падает на внутреннем сопротивлении источника. С уменьшением R_c коэффициент усиления по напряжению возрастает.

3. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = r_э + r_б\left(1 - \frac{\alpha}{1 + \frac{R_н}{r_к}}\right) \approx r_э + r_б(1-\alpha) =$$

$$= 30 + 400\,(1 - 0{,}96) = 46 \text{ ом}.$$

		Общая база
Коэффициент усиления по напряжению	$K_н = \frac{U_2}{U_1}$	$\frac{\alpha Z_н}{Z_э + (1-\alpha) Z_б + \frac{Z_э + Z_б}{Z_к} Z_н} \approx \frac{\alpha Z_н}{Z_э + (1-\alpha) Z_б}$
Коэффициент усиления по напряжению с учетом входа	$K'_н = \frac{U_2}{E_c}$	$\frac{\alpha Z_н}{(Z_э + Z_б + Z_c)\left(1 + \frac{Z_н}{Z_к}\right) - \alpha Z_б} \approx \frac{\alpha Z_н}{Z_э + (1-\alpha) Z_б + Z_c}$
Коэффициент усиления по току	$K_т = \frac{I_2}{I_1}$	$-\frac{\alpha}{1 + \frac{Z_н}{Z_к}} \approx -\alpha$
Входное сопротивление	$Z_{вх}$	$Z_э + Z_б\left(1 - \frac{\alpha}{1 + \frac{Z_н}{Z_к}}\right) \approx Z_э + Z_б (1-\alpha)$
Выходное сопротивление	$Z_{вых}$	$Z_к\left(\frac{Z_э + Z_б (1-\alpha) + Z_c}{Z_э + Z_б + Z_c}\right)$

Таблица 5

для z-параметров

Общий эмиттер	Общий коллектор
$\dfrac{-\alpha Z_н}{Z_э + Z_б(1-\alpha) + \dfrac{Z_э + Z_б}{Z_к} \cdot Z_н} \approx$ $\approx \dfrac{-\alpha Z_н}{Z_э + Z_б(1-\alpha)}$	$\dfrac{Z_н}{Z_н + Z_э + Z_б(1-\alpha)} \approx 1$
$\dfrac{-\alpha Z_н}{A + Z_c\left(1 + \dfrac{Z_н + Z_э}{Z_к}\right) - \alpha(Z_б + Z_c)} \approx$ $\approx \dfrac{-\alpha Z_н}{Z_э + (1-\alpha)(Z_б + Z_c)}$, где $A = (Z_э + Z_б)\left(1 + \dfrac{Z_н}{Z_к}\right)$	$\dfrac{1}{\left(1 + \dfrac{Z_э}{Z_н}\right)\left(1 + \dfrac{Z_б + Z_c}{Z_к}\right) + B} \approx$ $\approx \dfrac{1}{(1-\alpha)\left(\dfrac{Z_б + Z_c}{Z_н}\right) + 1 + \dfrac{Z_э}{Z_н}}$, где $B = \left(\dfrac{Z_б + Z_c}{Z_к}\right)(1-\alpha)$
$\dfrac{\alpha}{1 - \alpha + \dfrac{Z_н + Z_э}{Z_к}} \approx \dfrac{\alpha}{1-\alpha}$	$-\dfrac{1}{1 - \alpha + \dfrac{Z_н + Z_э}{Z_к}} \approx \dfrac{-1}{1-\alpha}$
$Z_б + Z_э\left(\dfrac{Z_к + Z_н}{Z_к + Z_э + (1-\alpha) Z_к}\right) \approx$ $\approx Z_б + \dfrac{Z_э}{1-\alpha}$	$Z_б + \dfrac{1}{\dfrac{1}{Z_к} + \dfrac{(1-\alpha)}{Z_н + Z_э}}$
$Z_к \dfrac{\dfrac{Z_э Z_c}{Z_к} + Z_э + (Z_б + Z_c)(1-\alpha)}{Z_э + Z_б + Z_c} \approx$ $\approx Z_к\left(\dfrac{Z_э + (1-\alpha)(Z_б + Z_c)}{Z_э + Z_б + Z_c}\right)$	$Z_э + \dfrac{1-\alpha}{\dfrac{1}{Z_к} + \dfrac{1}{Z_c + Z_б}}$

		Общая база
Коэффициент усиления по мощности при идеальном согласовании входа с источником сигнала	$K'_м$	$\frac{4R_cR_н\mid\alpha\mid^2}{\mid D+Z_э+(1-\alpha)Z_б+Z_c\mid^2}\approx$ $\approx 4R_cR_н\left\vert\frac{\alpha}{Z_э+(1-\alpha)Z_б+Z_c}\right\vert^2$, где $D=\frac{Z_н}{Z_к}(Z_э+Z_б+Z_c)$
Коэффициент усиления по мощности: отношение мощности в нагрузке к мощности, потребляемой на входе четырехполюсника	$K_м$	$\frac{R_н}{R_{вх}}\left\vert\frac{\alpha}{1+\frac{Z_н}{Z_к}}\right\vert^2\approx\frac{R_н}{R_{вх}}\mid\alpha\mid^2$

4. Выходное сопротивление

$$R_{вых}=r_к\left(\frac{r_э+r_б(1-\alpha)+R_c}{r_э+r_б+r_c}\right)=$$

$$=1{,}5\cdot 10^6\,\frac{30+400\,(1-0{,}96)+200}{30+400+200}=443\ ком.$$

5. Коэффициент усиления по току

$$K_m-\frac{I_2}{I_1}=-\frac{\alpha}{1+\frac{R_н}{r_к}}\approx-\alpha,$$

$$K_m=-\frac{0{,}96}{1+\frac{5\,000}{1{,}5\cdot 10^6}}\approx-0{,}96=-\alpha.$$

Отрицательный знак для K_m в этой схеме говорит о том, что действительное направление тока на выходе здесь противоположно

Общий эмиттер	Общий коллектор
$\frac{4R_c R_н \lvert\alpha\rvert^2}{\left\lvert E+Z_c\left(1+\frac{Z_н+Z_э}{Z_к}\right)-\alpha(Z_б+Z_c)\right\rvert^2} \approx$ $\approx 4R_c R_н \left\lvert\frac{\alpha}{Z_э+(1-\alpha)(Z_б+Z_c)}\right\rvert^2,$ где $E=(Z_э+Z_б)\left(1+\frac{Z_н}{Z_к}\right)$	$\frac{4R_н R_c}{\left\lvert Z_н\left[\left(1+\frac{Z_э}{Z_н}\right)\left(1+\frac{Z_б+Z_c}{Z_к}\right)+B\right]\right\rvert^2} \approx$ $\approx 4R_c R_н \times$ $\times\left\lvert\frac{1}{Z_н\left[(1-\alpha)\frac{Z_б+Z_c}{Z_н}+1+\frac{Z_э}{Z_н}\right]}\right\rvert^2,$ где $B=(1-\alpha)\left(\frac{Z_б+Z_c}{Z_н}\right)$
$\frac{R_н}{R_{вх}}\left\lvert\frac{\alpha}{1-\alpha+\frac{Z_н+Z_э}{Z_к}}\right\rvert^2 \approx$ $\approx\frac{R_н}{R_{вх}}\left\lvert\frac{\alpha}{1-\alpha}\right\rvert^2$	$\frac{R_н}{R_{вх}}\left\lvert\frac{1}{1-\alpha+\frac{Z_н+Z_э}{Z_к}}\right\rvert^2 \approx$ $\approx\frac{R_н}{R_{вх}}\left\lvert\frac{1}{1-\alpha}\right\rvert^2$

тому, каким оно условно принято для исходного четырехполюсника. Это значит, что фаза тока на выходе усилителя, собранного по схеме с общей базой, совпадает с фазой тока на выходе.

6. Коэффициент усиления по мощности

$$K_м=\frac{P_н}{P_{вх}}=\frac{R_н}{R_{вх}}\left\lvert\frac{\alpha}{1+\frac{R_н}{r_к}}\right\rvert^2 \approx \frac{R_н}{R_{вх}}\alpha^2=\frac{5\,000}{46}\cdot 0{,}96^2=100.$$

В этом примере для расчета мы пользовались не параметрами, а значениями элементов эквивалентной схемы триода. Конечно, весь этот расчет можно было бы выполнить по данным параметров триода с применением общих формул четырехполюсника. Однако последний способ менее удобен, так как в этом случае для каждой схемы включения триода нужно отдельно знать его параметры. При использовании же приведенных формул, выраженных через элементы эквивалентной схемы, для любых расчетов требуется всего лишь четыре величины: $r_э$, $r_б$, $r_к$ и α, которые нетрудно определить. Это относится также и к другим системам параметров, рассмотренным ниже.

Как уже говорилось ранее, измерение z-параметров необходимо производить в режиме холостого хода на входе и на выходе триода. В связи с этим возникает вопрос: как

одновременно осуществить режим холостого хода по переменному току и в то же время иметь замкнутую цепь для постоянного тока, чтобы подать требуемые напряжения на электроды триода? На практике режим холостого хода можно считать выполненным, если сопротивление внешней цепи для переменного тока в 30—50 раз больше сопротивления той цепи триода, где требуется создать режим холостого хода. При таком превышении режим холостого хода практически не нарушается и точность измерений получается достаточно высокой.

Входное сопротивление полупроводниковых триодов всех типов мало. Поэтому во входной цепи режим холостого хода нетрудно осуществить, подав, например, напряжение смещения на эмиттер через низкочастотный дроссель или сравнительно большое активное сопротивление.

Выходное сопротивление точечно-контактного триода не особенно велико. Поэтому для точечных триодов нетрудно создать режим холостого хода и на выходе. Постоянное напряжение на коллектор здесь подают обычно через пентод, который, обладая очень высоким внутренним сопротивлением для переменного тока, хорошо пропускает постоянный ток.

Плоскостные триоды имеют высокое выходное сопротивление, измеряемое мегомами. Вследствие этого для их выходной цепи довольно трудно осуществить режим холостого хода. Это является одной из причин вытеснения данной системы другими, более удобными для измерения параметров.

При определении параметров все переменные напряжения следует измерять только высокоомными ламповыми вольтметрами.

Вторым важным условием при измерении параметров полупроводникового триода является правильный выбор уровня подводимого переменного напряжения. Если это напряжение чрезмерно велико, проявляются нелинейные свойства триода и полученные в результате измерения значения параметров не соответствуют истинным. Если же напряжение сигнала выбрать слишком малым, то возникают большие затруднения вследствие сложности точного измерения малых переменных токов и напряжений.

На практике приходится находить компромиссное решение. Для этого обычно делают несколько измерений при различных уровнях сигнала. В результате этих экспери-

ментов подбирают такой уровень сигнала, при котором нетрудно производить отсчеты показаний по шкалам приборов и в то же время результат измерений отличается от полученного при самых малых сигналах не более чем на 4—5%.

4. Система y-параметров. П-образная эквивалентная схема

В системе y-параметров полупроводниковый триод описывается системой уравнений (2):

$$I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2;$$

$$I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2.$$

Из этих уравнений видно, что все характеристические проводимости триода нетрудно определить, если осуществлять поочередно режим холостого хода на его выходе и входе. Действительно, в режиме короткого замыкания на выходе выходное напряжение равно нулю, и в уравнениях остаются только первые члены. Тогда

$$y_{11} = \frac{I_1}{U_1}; \qquad (16)$$

$$y_{21} = \frac{I_2}{U_1}. \qquad (17)$$

При режиме короткого замыкания на входе равен нулю первый член каждого уравнения (2). Это позволяет определить проводимости y_{12} и y_{22}:

$$y_{12} = \frac{I_1}{U_2}; \qquad (18)$$

$$y_{22} = \frac{I_2}{U_2}. \qquad (19)$$

Рассматриваемую систему часто называют системой параметров короткого замыкания, а сами параметры — параметрами короткого замыкания.

Проводимость y_{11}, являющаяся входной проводимостью короткозамкнутого на выходе триода, измеряется по схеме рис. 14,*а*. Напряжение U_1 и ток I_1 здесь отсчитываются

во входной цепи триода, как и при измерении параметра z_{11}.

Проводимость y_{12} принято называть проводимостью обратной связи. Через эту проводимость возникает паразитная обратная связь между выходной и входной цепью триода. Чем меньше y_{12}, тем слабее паразитная обратная

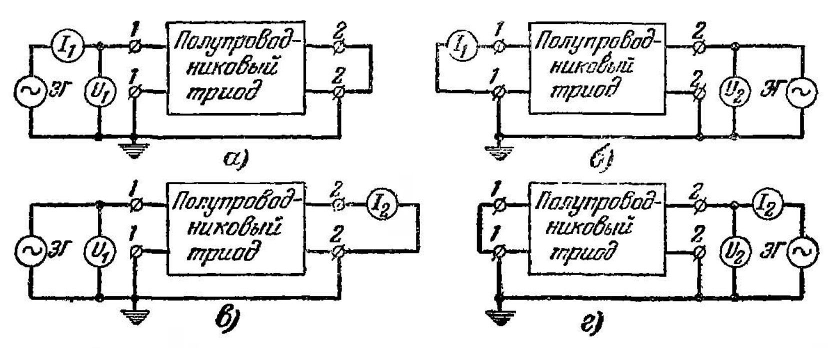


Рис. 14. Схемы измерения y-параметров полупроводникового триода. a — измерение параметра y_{11}; $б$ — параметра y_{12}; $в$ — параметра y_{21}; $г$—параметра y_{22}.

связь. При измерении проводимости y_{12} режим короткого замыкания осуществляется на входе триода (рис. 14,*б*). Напряжение U_2 от генератора здесь подводится к выходу триода, а ток I_1 определяется в его входной цепи.

Проходная проводимость y_{21} находится в режиме короткого замыкания на выходе (рис. 14,*в*). В этом случае напряжение U_1 измеряется на входе, а ток I_2 — на выходе триода. Подобно прямому проходному сопротивлению триода проводимость y_{21} характеризует его усилительные свойства. Чем больше y_{21}, тем при прочих равных условиях большее усиление может дать триод. Эта проводимость эквивалентна крутизне характеристики лампы S.

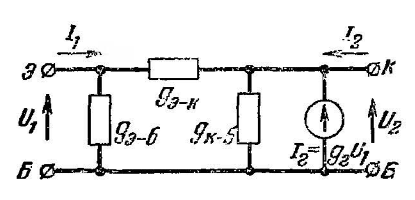


Рис. 15. П-образная эквивалентная схема триода для области низких частот, включенного по схеме с общей базой.

Проводимость y_{22} является выходной проводимостью триода, работающего в режиме короткого замыкания на входе. Ее определяют по схеме, приведенной на рис. 14,*г*. Здесь напряжение U_2 от генератора подводят к выходу триода, в этой же цепи измеряют и ток I_2.

Так как в этой главе мы рассматриваем свойства триода только для области низких частот, на которых реактивные составляющие параметров триода проявляются очень слабо, то в дальнейшем пренебрежем этими составляющими. В результате исходные уравнения примут вид:

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= g_{11}U_1 + g_{12}U_2; \\ I_2 &= g_{21}U_1 + g_{22}U_2, \end{aligned}\right\} \qquad (20)$$

где g_{11}, g_{12}, g_{21} и g_{22} — активные проводимости, соответствующие y-параметрам триода на низких частотах. Измерение их производится по схемам рис. 14 обычно на частоте в 1 000 *гц*.

Для системы y-параметров наиболее удобной является П-образная эквивалентная схема проводимостей. Такая эквивалентная схема триода, включенного по схеме с общей базой для низких частот, изображена на рис. 15. Здесь $g_{э\text{-}б}$ — активная проводимость участка эмиттер — база, $g_{э\text{-}к}$ — активная проводимость участка эмиттер — коллектор и $g_{к\text{-}б}$ — активная проводимость участка коллектор—база. Усилительные свойства триода отображены посредством генератора тока с внутренним сопротивлением, равным бесконечности, развивающего ток $I_г = g_г U_1$.

Во многих случаях при расчетах и исследованиях эквивалентную П-образную схему несколько усложняют, показывая в ней еще дополнительно распределенное сопротивление базы $r_{б'\text{-}б}$. Такие схемы для всех трех способов включения триода показаны на рис. 16. На схемах

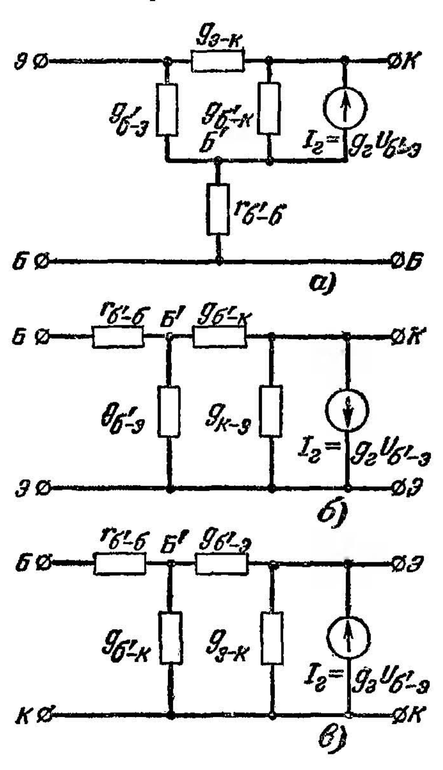


Рис. 16. П-образные эквивалентные схемы полупроводникового триода.
а — схема с общей базой; *б* — с общим эмиттером; *в* — с общим коллектором.

Б'—внутренняя точка триода. Естественно, что доступа к ней нет. Однако несмотря на это, величину сопротивления $r_{б'\text{-}б}$ легко можно найти экспериментально. Она обычно равна 40—70 *ом.*

Упрощенные выражения, связывающие между собой параметры триода и элементы его эквивалентной схемы, для рис. 16 имеют вид:

для схемы с общей базой

$$\left.\begin{aligned}
g_{11}&=\frac{g_{б'\text{-}э}+g_{г}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}};\\
g_{12}&=-g_{к\text{-}э}-g_{б'\text{-}к}\left(1-\frac{1-r_{б'\text{-}б}g_{г}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}}\right);\\
g_{21}&=-\frac{g_{г}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}};\\
g_{22}&=g_{к\text{-}э}+g_{б'\text{-}к}\left(1+\frac{r_{б'\text{-}б}g_{г}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}}\right);
\end{aligned}\right\}\qquad(21)$$

для схемы с общим эмиттером

$$\left.\begin{aligned}
g_{11}&=\frac{g_{б'\text{-}э}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}};\\
g_{12}&=-\frac{g_{б'\text{-}к}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}};\\
g_{21}&=\frac{g_{г}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}};\\
g_{22}&=g_{к\text{-}э}+g_{б'\text{-}к}\left(1+\frac{r_{б'\text{-}б}g_{г}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}}\right);
\end{aligned}\right\}\qquad(22)$$

для схемы с общим коллектором

$$\left.\begin{aligned}
g_{11}&=\frac{g_{б'\text{-}э}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}};\\
g_{12}&=-\frac{g_{б'\text{-}э}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}};\\
g_{21}&=\frac{g_{б'\text{-}э}+g_{г}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}};\\
g_{22}&=\frac{g_{б'\text{-}э}+g_{г}}{1+r_{б'\text{-}б}g_{б'\text{-}э}}
\end{aligned}\right\}\qquad(23)$$

Таблица 6

Значения y-параметров и элементов эквивалентной П-образной схемы при $I_э = 1$ *ма* и $U_к = -5$ *в*

Тип триода	Параметры								
	g_{11}, *мо*	g_{12}, *мо*	g_{21}, *мо*	g_{22}, *мо*	$r_{б'-б}$, *ом*	$g_{б'-э}$, *мо*	$g_{б'-к}$, *мо*	$g_{к-э}$, *мо*	$g_г$, *мо*
П6Б	$1{,}57 \cdot 10^{-3}$	$0{,}325 \cdot 10^{-6}$	$36{,}5 \cdot 10^{-3}$	$6{,}74 \cdot 10^{-6}$	39	$1{,}67 \cdot 10^{-3}$	$0{,}345 \cdot 10^{-6}$	$5{,}9 \cdot 10^{-6}$	$38{,}7 \cdot 10^{-3}$
П6В	$0{,}94 \cdot 10^{-3}$	$0{,}18 \cdot 10^{-6}$	$37{,}5 \cdot 10^{-3}$	$8{,}5 \cdot 10^{-6}$	46	$0{,}98 \cdot 10^{-3}$	$0{,}188 \cdot 10^{-6}$	$8 \cdot 10^{-6}$	$38{,}2 \cdot 10^{-3}$
П6Г	$0{,}55 \cdot 10^{-3}$	$1{,}0 \cdot 10^{-6}$	$37{,}2 \cdot 10^{-3}$	$19{,}8 \cdot 10^{-6}$	75	$0{,}57 \cdot 10^{-3}$	$1{,}05 \cdot 10^{-6}$	$15{,}9 \cdot 10^{-6}$	$38{,}8 \cdot 10^{-3}$

Для эквивалентных схем типа рис. 15 в приведенных формулах нужно приравнять к нулю сопротивление $r_{б'-б}$. Данные элементов эквивалентной схемы в этом случае получатся, конечно, другими.

Значение y-параметров и данные элементов эквивалентных схем для нескольких триодов типа П6 приведены в табл. 6.

Эти параметры измерялись при токе $I_э = 1$ *ма* и напряжении на коллекторе —5 *в*. Как найти данные элементов П-образных эквивалентных схем, подробно описано в четвертой главе.

В табл. 7 приведены расчетные формулы для системы y-параметров. Чтобы избежать в дальнейшем повторений, в этой таблице учтены полные проводимости y. Приведенные формулы соответствуют эквивалентным схемам рис. 16. При расчетах для области низких частот в них вместо $y_{б'-э}$, $y_{б'-к}$, $y_{к-э}$, $y_г$ нужно подставлять соответствующие активные проводимости g.

Определим в виде иллюстрации основные параметры однокаскадного усилителя низкой частоты, который смонтирован на триоде типа П6В, включенном по схеме с общим эмиттером (рис. 17).

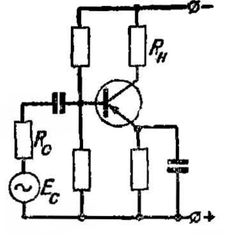


Рис. 17. Схема однокаскадного усилителя на полупроводниковом триоде, включенном по схеме с общим эмиттером.

		Общий эмиттер
Коэффициент усиления по напряжению	$K_н=\frac{U_2}{U_1}$	$\frac{-y_г}{Ay_2 + r_{б'-б}y_г y_{б'-к}} \approx \frac{-y_г}{AY_н}$
Коэффициент усиления по напряжению с учетом входа	$K'_н = \frac{U_2}{E_c}$	$\frac{-y_г Y_н}{\rho_c(y_{б'-э}y_2 + y_г y_{б'-к}) + y_2} \approx \frac{-y_г}{Y_н(1+\rho_c y_{б'-э})}$
Коэффициент усиления по току	$K_m = \frac{I_2}{I_1}$	$\frac{y_г Y_н}{y_{б'-э}y_2 + y_г y_{б'-к}} \approx \frac{y_г}{y_{б'-э}}$
Входная проводимость	$Y_{вх}$	$\frac{y_{б'-э}y_2 + y_г y_{б'-к}}{Ay_2 + r_{б'-б}y_г y_{б'-к}} \approx \frac{y_{б'-э}}{1 + r_{б'-б}y_{б'-э}}$
Коэффициент усиления по мощности при идеальном согласовании входа с источником сигнала	$K'_м$	$\frac{4R_c G_н \lvert y_г\rvert^2}{\lvert\rho_c(y_{б'-э}y_2 + y_г y_{б'-к}) + y_2\rvert^2} \approx \frac{4R_c R_н \lvert y_г\rvert^2}{\lvert 1+\rho_c y_{б'-э}\rvert^2}$
Коэффициент усиления по мощности: отношение мощности в нагрузке к мощности, потребляемой на входе четырехполюсника	$K_м$	$\frac{G_н}{G_{вх}}\left\lvert\frac{y_г}{Ay_2 + r_{б'-б}y_г y_{б'-к}}\right\rvert^2 \approx \frac{R_н}{G_{вх}}\left\lvert\frac{y_г}{A}\right\rvert^2 \approx \frac{R_н}{R_{вх}}\left\lvert\frac{y_г}{y_{б'-э}}\right\rvert^2$

$$A = 1 + r_{б'-б}y_{б'-э};$$

$$B = \rho_c(y_{б'-э}y_2 + y_г y_{б'-к}) + y_г\frac{Y_н}{Y_c} + y_2;$$

для y-параметров

Общая база	Общий коллектор
$\dfrac{y_г}{Ay_2 + r_{б'-б}y_г y_{б'-к}} \approx \dfrac{y_г}{AY_н}$	$\dfrac{y_{б'-к} + y_г}{y_{б'-э} + y_г + AY_н} \approx 1$
$\dfrac{y_г}{B} \approx \dfrac{y_г}{Y_н\left(1 + \rho_c y_{б'-э} + \dfrac{y_г}{Y_c}\right)}$	$\dfrac{(y_{б'-к} + y_г)\,Y_c}{C} \approx \dfrac{y_{б'-э} + y_г}{y_{б'-э}(1 + \rho_c Y_н) + y_г + Y_н}$
$\dfrac{-y_г Y_н}{y_{б'-э}y_2 + y_г(Y_н + y_{б'-к})} \approx \dfrac{-y_г}{y_{б'-э} + y_г}$	$\dfrac{-(y_{б'-э} + y_г)\,Y_н}{y_{б'-э}y_2 + y_г y_{б'-к}} \approx -\dfrac{y_{б'-э} + y_г}{y_{б'-э}}$
$\dfrac{y_{б'-э}y_2 + y_г(y_{б'-к} + Y_н)}{Ay_2 + r_{б'-б}y_г y_{б'-к}} \approx \dfrac{y_{б'-э} + y_г}{1 + r_{б'-б}y_{б'-э}}$	$\dfrac{y_{б'-э}y_2 + y_г y_{б'-к}}{y_{б'-э}(1 + r_{б'-б}Y_н) + y_г + Y_н}$
$\dfrac{4R_c G_н \lvert y_г\rvert^2}{B^2} \approx \dfrac{4R_c R_н \lvert y_г\rvert^2}{\left\lvert 1 + \dfrac{y_г}{Y_c} + \rho_c y_{б'-э}\right\rvert^2}$	$\dfrac{4G_c G_н \lvert y_{б'-э} + y_г\rvert^2}{C^2} \approx \dfrac{4R_c G_н \lvert y_{б'-э} + y_г\rvert^2}{\lvert y_{б'-э}(1 + \rho_c Y_н) + y_г + Y_н\rvert^2}$
$\dfrac{G_н}{G_{вх}}\left\lvert \dfrac{y_г}{Ay_2 + r_{б'-б}y_г y_{б'-к}}\right\rvert^2 \approx \dfrac{R_н}{G_{вх}}\left\lvert\dfrac{y_г}{A}\right\rvert^2 \approx \dfrac{R_н}{R_{вх}}\left\lvert\dfrac{y_г}{y_{б'-э} + y_г}\right\rvert^2$	$\dfrac{G_н}{G_{вх}}\left\lvert\dfrac{y_{б'-э} + y_г}{y_{б'-э} + y_г + AY_н}\right\rvert^2 \approx \dfrac{G_н}{G_{вх}}$

$$y_2 = y_{к-э} + y_{б'-к} + Y_н; \quad \rho_c = \frac{1}{Y_c} + r_{б'-б};$$

$$C = y_{б'-э}(y_2 + Y_c + r_{б'-б}Y_c Y_н) + y_г(y_{б'-к} + Y_c) + Y_c Y_н$$

Данные триода следующие: $r_{б'-б}=46$ *ом*, $g_{б'-э}=0{,}98\cdot10^{-3}$ *мо* ($r_{б'-э}=1\,020$ *ом*), $g_{б'-к}=0{,}185\cdot10^{-6}$ *мо* ($r_{б'-к}=5{,}3$ *Мом*), $g_{к-э}=8\cdot10^{-6}$ *мо* ($r_{к-э}=125$ *ком*), $g_г=0{,}0385$ *мо* ($r_г=26{,}2$ *ом*).

Усилитель работает от источника сигнала с внутренним сопротивлением $R_с=200$ *ом* на нагрузку $R_н$ сопротивлением в 5 *ком*.

При расчетах можно пользоваться упрощенными формулами, так как в нашем случае $g_2=g_{к\,э}+g_{б'-к}+G_н\approx G_н$, в чем нетрудно убедиться, подставив значения соответствующих проводимостей:

1. Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_н\approx\frac{-g_г}{(1+r_{б'-б}g_{б'\,э})\,G_н}=-\frac{0{,}0385\cdot5\,000}{1+46\cdot0{,}98\cdot10^{-3}}=-188.$$

Отрицательный знак для $K_н$ говорит о том, что в таком усилителе фаза напряжения на выходе отличается от фазы напряжения на входе на 180°.

2. Полный коэффициент усиления по напряжению всего усилителя

$$K'_н=\frac{U_2}{E_с}\approx-\frac{g_г}{G_н(1+\rho_сg_{б'-э})}=-\frac{0{,}0385\cdot5\,000}{1+246\cdot0{,}98\cdot10^{-3}}=-155,$$

$$\rho=\frac{1}{G_с}+r_{б'-б}=200+46=246\ ом.$$

Разница между коэффициентами усиления $K_н$ и $K'_н$ здесь получилась значительно меньшей, чем в схеме с общей базой (см. предыдущий пример). Объясняется это тем, что входное сопротивление каскада с общим эмиттером значительно выше, чем каскада с общей базой. Сейчас мы в этом убедимся.

3. Входная проводимость усилителя

$$G_{вх}\approx\frac{g_{б'-э}}{1+r_{б'-б}g_{б'-э}}=\frac{0{,}98\cdot10^{-3}}{1+46\cdot0{,}98\cdot10^{-3}}=0{,}945\cdot10^{-3}\ мо.$$

Отсюда входное сопротивление

$$R_{вх}=\frac{1}{g_{вх}}=\frac{1}{0{,}945\cdot10^{-3}}=1\,058\ ом.$$

4. Коэффициент усиления по току

$$K_m\approx\frac{g_г}{g_{б'-э}}=\frac{0{,}0385}{0{,}98\cdot10^{-3}}=39.$$

5. Коэффициент усиления по мощности

$$K_м\approx\frac{R_н}{R_{вх}}\left|\frac{g_г}{g_{б'-э}}\right|^2=\frac{5\,000}{1\,058}\left|\frac{0{,}0385}{0{,}98\cdot10^{-3}}\right|^2=7\,200.$$

5. Система *h*-параметров

В системе *h*-параметров связь между токами и напряжениями на входе и выходе триода описывается уравнениями (3):

$$U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2;$$

$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2.$$

Если в системе *z*-параметров независимыми переменными являлись токи, а в системе *y*-параметров — напряжения, то здесь в качестве независимых переменных приняты одновременно и токи (ток I_1) и напряжения (U_2). Параметры системы получаются по характеру неоднородными и имеют разную размерность, вследствие чего систему *h*-параметров обычно называют смешанной.

Из системы уравнений (3) видно, что *h*-параметры триода удобнее всего определять при режиме холостого хода на входе и короткого замыкания на выходе триода (в первом случае $I_1 = 0$, а во втором — $U_2 = 0$).

Параметр

$$h_{11} = \frac{U_1}{I_1} \qquad (24)$$

представляет собой входное сопротивление триода при коротком замыкании на его выходе. Это сопротивление измеряется так же, как и входная проводимость y_{11} (рис. 18,*а*) и является обратной к ней величиной: $h_{11} = 1/y_{11}$.

Параметр

$$h_{12} = \frac{U_1}{U_2} \qquad (25)$$

представляет собой обратный коэффициент усиления триода по напряжению в режиме холостого хода на входе и не имеет размерности; его часто обозначают буквой μ.

Измерение параметра h_{12} производится по схеме, приведенной на рис. 18,*б*. Здесь напряжение U_2 подводится от генератора сигнала к выходу триода, а напряжение U_1 измеряется на его входе. Этот параметр характеризует глубину паразитной обратной связи по напряжению, так как показывает, какая часть напряжения с выхода триода поступает в указанном режиме на его вход.

Определение параметра

$$h_{21} = \frac{I_2}{I_1} \qquad (26)$$

производится в режиме короткого замыкания на выходе триода (рис. 18,*в*). В этом случае напряжение сигнала подводится ко входу триода, а токи I_1 и I_2 измеряются соответственно на его входе и выходе. Параметр h_{21}, представляя собой отношение тока I_2 на выходе к току I_1 на входе, является коэффициентом усиления триода по

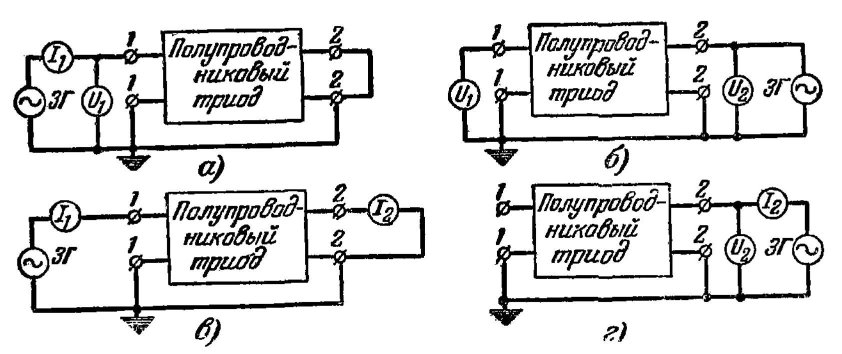


Рис. 18. Схемы определения *h*-параметров полупроводникового триода.

а — схема для измерения параметра h_{11}; *б* — параметра h_{12}; *в* — параметра h_{21}; *г* — параметра h_{22}.

току в режиме короткого замыкания на выходе. Этот параметр, обозначаемый обычно при включении триода по схеме с общей базой греческой буквой α, а при схеме с общим эмиттером — греческой буквой β, широко используется при различных расчетах. С коэффициентом α мы уже встречались, когда рассматривали Т-образную эквивалентную схему триода с генератором тока.

Параметр h_{22} является выходной проводимостью триода при режиме холостого хода на его входе. Измерение его производится по схеме рис. 18,*г*

$$h_{22} = \frac{I_2}{U_2}. \tag{27}$$

Проводимость h_{22} не равна проводимости y_{22}, так как последняя измеряется в режиме короткого замыкания на входе триода.

Наиболее удобная для системы *h*-параметров эквивалентная схема триода приведена на рис. 19. Здесь эквивалентный генератор $Г_1$ характеризует глубину паразитной обратной связи по напряжению, имеющуюся в триоде. Раз-

виваемая этим генератором э. д. с. равна произведению параметра h_{12} и напряжения U_2 ($e_г = h_{12}U_2$). Генератор тока $Г_2$ отображает усилительные свойства триода. Вырабатываемый им ток $I_г$ равен произведению параметра h_{21} и тока I_1 ($I_г = h_{21}I_1$).

Для расчетов в системе h-параметров удобнее всего пользоваться параметрами, относящимися к схеме с общим эмиттером, так как в этом случае можно одновременно наиболее точно измерить параметры h_{12} и h_{21}. Если использовать общепринятые для схемы с общим эмиттером обозначения параметров $h_{12} = \mu$ и $h_{21} = \beta$, то связь между параметрами или, иначе говоря, между элементами схем при различных видах включения триода можно выразить посредством следующих соотношений:

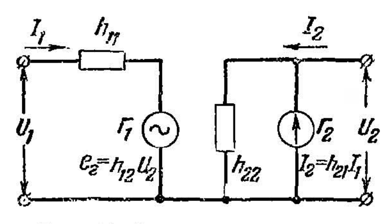


Рис. 19. Эквивалентная схема для системы h-параметров.

Для схемы с общей базой

$$\left.\begin{aligned} h_{11б} &= \frac{h_{11э}}{1+\beta-\mu+\Delta h_э} \approx \frac{h_{11э}}{1+\beta};\\ h_{12б} &= \frac{h_{11э}h_{22э}-\mu(\beta+1)}{1+\beta-\mu+\Delta h_э} \approx \frac{h_{11э}h_{22э}-\mu(\beta+1)}{1+\beta},\\ h_{21б} &= \frac{-\beta-\Delta h_э}{1+\beta-\mu+\Delta h_э} \approx -\frac{\beta}{1+\beta};\\ h_{22б} &= \frac{h_{22э}}{1+\beta-\mu+\Delta h_э} \approx \frac{h_{22э}}{1+\beta}, \end{aligned}\right\} \qquad (28)$$

где

$$\Delta h_э = h_{11э}h_{22э} - \mu\beta.$$

Для схемы с общим коллектором

$$\left.\begin{aligned} h_{11к} &= h_{11э};\\ h_{12к} &= 1-\mu \approx 1;\\ h_{21к} &= -(1+\beta);\\ h_{22к} &= h_{22э}. \end{aligned}\right\} \qquad (29)$$

В большинстве случаев при расчетах можно пользоваться упрощенными формулами, причем погрешность не превышает 1—2%.

Достоинство системы h-параметров состоит в том, что она объединяет положительные стороны систем z- и y-параметров. При ней отпадает необходимость в трудно осуществимых режимах холостого хода на выходе и короткого замыкания на входе триода. Благодаря этому все параметры данной системы легко измерить. Кроме того, непосредственно измеряется очень важный для расчетов параметр α (или β), равный h_{21}.

Наконец, система h-параметров удобна еще и тем, что измерение параметров в ней производится в режиме, близком к режиму работы триода в промежуточном каскаде усиления низкой частоты в отсутствие согласования (каскад на сопротивлениях). Поэтому для данного случая h-параметры близки к параметрам соответствующего усилительного каскада.

Таблица 8

h-параметры триодов типа П6 для схемы с общей базой при $I_э = 1$ *ма* и $U_к = -5$ *в*

Тип триода	Параметры			
	h_{11}, *ом*	h_{12} (максимум)	h_{21} (минимум)	h_{22}, *мо* (максимум)
П6А	25—35	$\leqslant 5\cdot 10^{-3}$	$\geqslant 0,9$	$\leqslant 3,3\cdot 10^{-6}$
П6Б	25—35	$\leqslant 6\cdot 10^{-4}$	0,9—0,94	$\leqslant 2\cdot 10^{-6}$
П6В	25—35	$\leqslant 6\cdot 10^{-4}$	$>0,94$	$\leqslant 2\cdot 10^{-6}$
П6Г	25—35	$\leqslant 6\cdot 10^{-4}$	$\geqslant 0,97$	$\leqslant 3,3\cdot 10^{-6}$
П6Д	25—35	$\leqslant 6\cdot 10^{-4}$	$>0,9$	$\leqslant 2\cdot 10^{-6}$

В табл. 8 в виде иллюстрации приведены данные h-параметров триодов типа П6, а в табл. 9 — основные расчетные соотношения для этой системы параметров. Все формулы выражены через параметры триода, включенного по схеме с общим эмиттером.

Если в справочнике будут приведены данные триодов для схемы включения с общей базой, то можно перейти

к схеме с общим эмиттером, пользуясь следующими приближенными формулами:

$$\left.\begin{aligned} h_{11э} &\approx \frac{h_{11б}}{1+h_{21б}}; \\ h_{12э} &= \mu \approx \frac{h_{11б}h_{22б} - h_{12б}h_{21б} - h_{21б}}{1+h_{12б}}; \\ h_{21э} &= \beta \approx \frac{-h_{21б}}{1+h_{21б}}; \\ h_{22э} &\approx \frac{h_{22б}}{1+h_{21б}}. \end{aligned}\right\} \quad (30)$$

Погрешность, получающаяся при использовании этих формул, составляет около 1%, что вполне допустимо для подавляющего большинства практических расчетов.

h-параметры, как и параметры других систем, являются комплексными величинами и содержат как вещественную, так и мнимую часть. При использовании этой системы для решения задач в области низких частот в приведенные формулы нужно подставить только вещественную часть h-параметров.

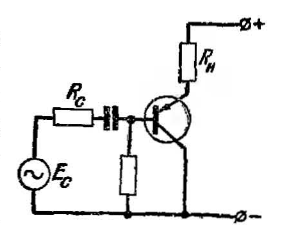


Рис. 20. Схема однокаскадного усилителя низкой частоты на триоде, включенном по схеме с общим коллектором.

Определим основные данные первого каскада усилителя низкой частоты на сопротивлениях, в котором работает триод П6В предыдущего примера, включенный по схеме с общим коллектором (рис. 20), Параметры этого триода при схеме с общим эмиттером: $h_{11э} = 1\,066$ *ом*, $h_{12э} = \mu = 1{,}9 \cdot 10^{-4}$, $h_{21э} = \beta = 39$ и $h_{22э} = 15{,}4 \cdot 10^{-6}$.

Усилитель работает на сопротивление нагрузки $R_н = 1\,000$ *ом* ($G_н = 10^{-3}$ *мо*), которое представляет собой входное сопротивление триода следующего каскада, от источника сигнала с внутренним сопротивлением $R_c = 10$ *ком*.

1. Коэффициент усиления каскада по напряжению

$$K_н = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1+\beta}{1+\beta+h_{11э}(h_{22э}+G_н)} =$$

$$= \frac{1+39}{1+39+1\,066\,(15{,}4 \cdot 10^{-6} + 10^{-3})} = 0{,}978.$$

		Общий эмиттер
Коэффициент усиления по напряжению	$K_н = \frac{U_2}{U_1}$	$\frac{-\beta}{h_{11э}(h_{22э}+Y_н)-\mu\beta} \approx \frac{-\beta}{h_{11э}Y_н}$
Коэффициент усиления по напряжению с учетом входа	$K'_н = \frac{U_2}{E_c}$	$\frac{-\beta}{(h_{11э}+Z_c)(h_{22э}+Y_н)-\mu\beta} \approx \frac{-\beta}{(h_{11э}+Z_c)Y_н}$
Коэффициент усиления по току	$K_m = \frac{I_2}{I_1}$	$\frac{\beta Y_н}{h_{22}+Y_н} \approx \beta$
Входное сопротивление	$Z_{вх}$	$h_{11э} - \frac{\mu\beta}{h_{22э}+Y_н} \approx h_{11э}$
Выходная проводимость	$Y_{вых}$	$h_{22э} - \frac{\mu\beta}{h_{11э}+Z_c}$
Коэффициент усиления по мощности при идеальном согласовании входа с источником сигнала	$K'_м$	$\frac{4R_cG_н\lvert\beta\rvert^2}{\lvert(h_{11э}+Z_c)(h_{22э}+Y_н)-\mu\beta\rvert^2} \approx 4R_cR_н\left\lvert\frac{\beta}{h_{11э}+Z_c}\right\rvert^2$
Коэффициент усиления по мощности: отношение мощности в нагрузке к мощности, потребляемой на входе четырехполюсника	$K_м$	$\frac{G_н}{R_{вх}}\left\lvert\frac{\beta}{h_{22э}+Y_н}\right\rvert^2 \approx \frac{R_н}{R_{вх}}\lvert\beta\rvert^2$

$A = (h_{11э}+Z_c)(h_{22э}+Y_н)+\beta(Z_cY_н-\mu)$

для h-параметров

Общая база	Общий коллектор
$\frac{\beta}{h_{11э}(h_{22э}+Y_н)-\mu\beta} \approx \frac{\beta}{h_{11э}Y_н}$	$\frac{1+\beta}{1+\beta+h_{11э}(h_{22э}+Y_н)} \approx 1$
$\frac{\beta}{A} \approx$ $\approx \frac{\beta}{[h_{11э}+Z_c(1+\beta)]Y_н}$	$\frac{1+\beta}{1+\beta+(h_{11э}+Z_c)(h_{22э}+Y_н)}$
$\frac{-\beta Y_н}{h_{22э}+(1+\beta)Y_н} \approx \frac{-\beta}{1+\beta}$	$\frac{-(1+\beta)Y_н}{h_{22э}+Y_н}$
$\frac{h_{11э}(h_{22э}+Y_н)-\mu\beta}{h_{22э}+(1+\beta)Y_н} \approx \frac{h_{11э}}{1+\beta}$	$h_{11э}+\frac{1+\beta}{h_{22э}+Y_н}$
$\frac{h_{22э}(h_{11э}+Z_c)-\mu\beta}{h_{11э}+(1+\beta)Z_c}$	$h_{22э}+\frac{1+\beta}{h_{11э}+Z_c}$
$\frac{4R_cG_н\lvert\beta\rvert^2}{A^2} \approx$ $\approx 4R_cR_н\left\lvert\frac{\beta}{h_{11э}+(1+\beta)Z_c}\right\rvert^2$	$\frac{4R_cG_н\lvert 1+\beta\rvert^2}{\lvert 1+\beta+(h_{11э}+Z_c)(h_{22э}+Y_н)\rvert^2}$
$\frac{G_н}{R_{вх}}\left\lvert\frac{\beta}{h_{22э}+(1+\beta)Y_н}\right\rvert^2 \approx$ $\approx \frac{R_н}{R_{вх}}\left\lvert\frac{\beta}{1+\beta}\right\rvert^2$	$\frac{G_н}{R_{вх}}\left\lvert\frac{1+\beta}{h_{22э}+Y_н}\right\rvert^2 \approx \frac{R_н}{r_{вх}}\lvert 1+\beta\rvert^2$

2. Полный коэффициент усиления по напряжению всего усилителя

$$K'_н = \frac{U_2}{E_c} = \frac{1+\beta}{1+\beta+(h_{11э}+R_c)(h_{22э}+G_н)} =$$

$$= \frac{1+39}{1+39+(1\,066+10\,000)(15{,}4\cdot 10^{-6}+10^{-3})} = 0{,}785.$$

3. Входное сопротивление усилителя

$$R_{вх} = h_{11э} + \frac{1+\beta}{h_{22э}+G_н} = 1\,066 + \frac{1+39}{15{,}4\cdot 10^{-6}+10^{-3}} = 41\,066\ ом.$$

4. Выходная проводимость

$$G_{вых} = h_{22э} + \frac{1+\beta}{h_{11э}+R_c} = 15{,}4\cdot 10^{-6} + \frac{1+39}{1\,066+10\,000} = 3{,}65\cdot 10^{-3}\ мо,$$

откуда выходное сопротивление каскада

$$R_{вых} = 273\ ом.$$

5. Коэффициент усиления по току

$$K_т = \frac{I_2}{I_1} = -\frac{(1+\beta)G_н}{h_{22э}+G_н} = -\frac{(1+39)\cdot 10^{-3}}{15{,}4\cdot 10^{-6}+10^{-3}} = 40.$$

6. Коэффициент усиления по мощности

$$K_м = \frac{G_н}{R_{вх}}\left|\frac{1+\beta}{h_{22э}+G_н}\right|^2 \approx \frac{R_н}{R_{вх}}(1+\beta)^2 = \frac{1\,000}{41\,066}\,40^2 = 39.$$

* * *

В настоящее время применяются все три рассмотренные системы параметров. Выбор той или иной системы большей частью определяется большим удобством применения ее для данного частного случая.

Применительно к полупроводниковым триодам первой появилась система z-параметров, так как она наиболее удобна для триодов точечного типа, выпущенных ранее плоскостных. В связи с широким распространением в последнее время плоскостных триодов система z-параметров утратила свое первоначальное значение, тем более, что она неудобна для исследования работы триода в широком диапазоне частот.

Система y-параметров лучше предыдущей для плоскостных триодов, но не удобна для триодов точечно-контактного

Таблица 10

Формулы перехода от одной системы параметров к другой

К ↓	От →		
	z	y	h
z		$z_{11} = \frac{y_{22}}{\Delta y}$ $z_{12} = \frac{-y_{12}}{\Delta y}$ $z_{21} = \frac{-y_{21}}{\Delta y}$ $z_{22} = \frac{y_{11}}{\Delta y}$	$z_{11} = \frac{\Delta h}{h_{22}}$ $z_{12} = \frac{h_{12}}{h_{22}}$ $z_{21} = \frac{-h_{21}}{h_{22}}$ $z_{22} = \frac{1}{h_{22}}$
y	$y_{11} = \frac{z_{22}}{\Delta z}$ $y_{12} = \frac{-z_{12}}{\Delta z}$ $y_{21} = \frac{-z_{21}}{\Delta z}$ $y_{22} = \frac{z_{11}}{\Delta z}$		$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$ $y_{12} = \frac{-h_{12}}{h_{11}}$ $y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$ $y_{22} = \frac{\Delta h}{h_{11}}$
h	$h_{11} = \frac{\Delta z}{z_{22}}$ $h_{12} = \frac{z_{12}}{z_{22}}$ $h_{21} = \frac{-z_{21}}{z_{22}}$ $h_{22} = \frac{1}{z_{22}}$	$h_{11} = \frac{1}{y_{11}}$ $h_{12} = \frac{-y_{12}}{y_{11}}$ $h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}}$ $h_{22} = \frac{\Delta y}{y_{11}}$	

Здесь $\Delta z = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21} = \frac{1}{\Delta y} = \frac{h_{11}}{h_{22}}$;

$$\Delta y = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21};$$

$$\Delta h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21} = \frac{z_{11}}{z_{22}} = \frac{y_{22}}{y_{11}}.$$

типа. Основным ее достоинством является то, что при П-образной эквивалентной схеме удобнее всего исследовать устройства, работающие на плоскостных триодах в широком диапазоне частот. Кроме того, она ближе всего подходит к эквивалентной схеме электронной лампы и позволяет в ряде случаев использовать хорошо разработанную методику расчета ламповых схем для расчета аппаратуры, работающей на полупроводниковых триодах. Недостатком системы y-параметров является трудность измерения параметра y_{12}.

Смешанная система наиболее пригодна для определения параметров триода. Поэтому в последнее время в паспортах полупроводниковых триодов, выпускаемых отечественными заводами, приводятся преимущественно h-параметры. Однако это не исключает возможности пользования и другими системами параметров, так как по данным одной системы параметров можно определить их значения и для любой другой. Формулы для перехода от одной системы параметров к другой приведены в табл. 10.

6. Зависимость параметров от режима и температуры

Большинство параметров плоскостных триодов сильно зависит от режима их работы. Так, например, с увеличением тока эмиттера быстро падают входное сопротивление короткозамкнутого на выходе триода (параметры $h_{11} = 1/y_{11}$) и выходное сопротивление триода, разомкнутого на входе (параметры $z_{22} = 1/h_{22}$). С увеличением напряжения на коллекторе сильно изменяются значения параметров h_{12} и h_{22}.

На рис. 21 показаны зависимости значений параметров триода П1А от напряжения на коллекторе и тока эмиттера. Для расширения возможностей применения графиков по вертикальной оси отложено изменение величин параметров в процентах относительно исходного режима. За исходный принят режим при токе эмиттера 1 *ма* и напряжении на коллекторе, равном —5 *в*. Зависимость от режима работы параметров триодов других типов носит примерно такой же характер.

Значения параметров триода зависят не только от положения рабочей точки, но и от температуры. Так, например, с изменением температуры быстро изменяются величины параметров h_{12} и h_{22}, увеличиваясь примерно в 3 раза при изменении температуры от $+25$ до $+100^\circ$ C (рис. 22).

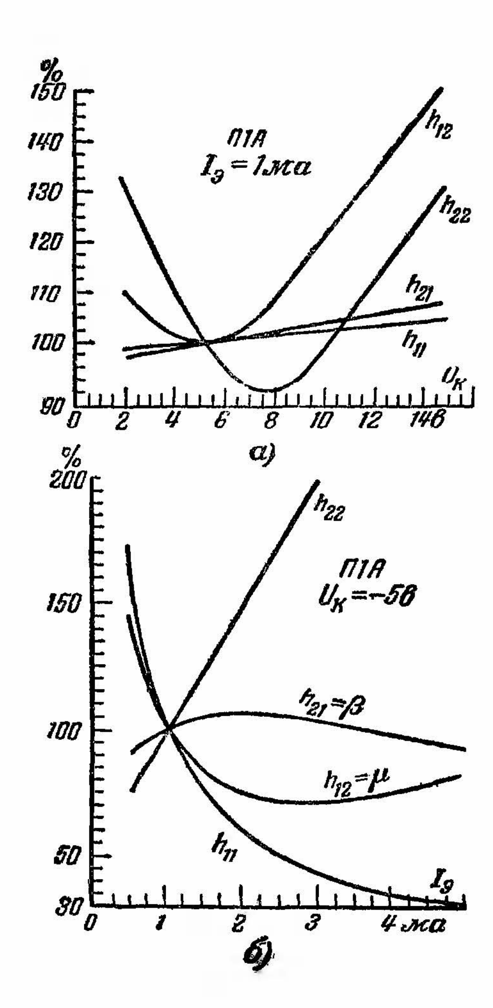


Рис. 21. Зависимость от режима h-параметров триода типа П1А, включенного по схеме с общим эмиттером.

а — от напряжения на коллекторе; *б* — от тока эмиттера.

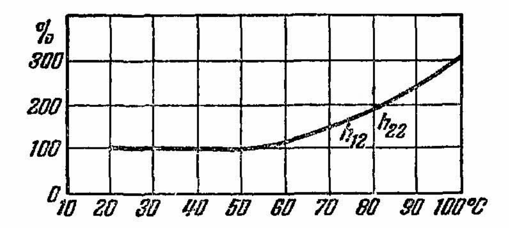


Рис. 22. Зависимость параметров h_{12} и h_{22} полупроводниковых триодов от температуры,

Но наиболее сильно влияет температура на величину тока коллектора $I_{к0}$ при нулевом токе эмиттера. При том же интервале изменения температуры ток $I_{к0}$ может возрасти в десятки раз (на несколько тысяч процентов). Такое увеличение тока $I_{к0}$ может вызвать значительное изменение режима триода, а следовательно, и характеристики устройства, в котором триод работает. Для уменьшения влияния температуры на работу устройств с полупроводниковыми триодами применяют специальные методы стабилизации.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ И ПАРАМЕТРЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДОВ ДЛЯ ШИРОКОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

В предыдущей главе были рассмотрены эквивалетные схемы и параметры полупроводниковых триодов только для области низких частот, где их основные показатели почти не зависят от частоты. Это позволило описать триод несложной эквивалентной схемой, а также легко решить ряд практических задач. Однако уже на частотах, превышающих несколько килогерц, параметры триода уже отличаются от тех, которые он имеет на частотах в несколько сот герц. Дальнейшее повышение частоты приводит к быстрому изменению всех параметров триода, а также образованию значительных фазовых сдвигов между напряжениями и токами на его входе и выходе. При этом коэффициент усиления триода быстро падает, особенно в схемах с общим эмиттером и коллектором. Все это значительно затрудняет использование полупроводниковых триодов в высокочастотных каскадах, особенно в аппаратуре, работающей в широком диапазоне частот. Кроме того, дополнительные затруднения вызывает еще и то, что при расчете высокочастотной аппаратуры, работающей на полупроводниковых триодах, нельзя пользоваться их статическими характеристиками.

Высокочастотные свойства полупроводникового триода удобнее всего исследовать, пользуясь его эквивалентной схемой для данной области частот. Поэтому сначала составим такую эквивалентную схему, а затем с ее помощью определим зависимость основных параметров триода от частоты.

Принципиально для широкого диапазона частот можно построить эквивалентную схему триода любой конфигурации: Т-образную, П-образную — или какую-либо другую. Однако наименее сложной и поэтому наиболее удобной для различных исследований и расчетов в данном диапазоне частот является П-образная эквивалентная схема проводимостей, соответствующая системе y-параметров. Эквивалентные схемы других типов, составленные из такого же числа элементов, что и П-образная, получаются менее точными. Увеличение же числа элементов для повышения точности схем делает их сложными и неудобными для практических целей. Поэтому основное внимание мы уделим П-образным эквивалентным схемам.

7. П-образные эквивалентные схемы для широкого диапазона частот

Обратимся к плоскостному полупроводниковому триоду типа *p-n-p*, схематически изображенному на рис. 23,*а*. Он представляет собой кристалл германия, имеющий три чередующихся слоя с проводимостью разного типа. Первый слой, обладающий дырочной проводимостью (типа *p*), выполняет роль эмиттера. Второй слой с электронной проводимостью (типа *n*) служит базой триода. От первого он отличается не только типом проводимости, но еще и во много раз (около 100) большим удельным сопротивлением. Это сделано для того, чтобы дырочный ток, текущий от эмиттера к базе и играющий основную роль в работе триода, был во много раз больше бесполезного электронного тока, образуемого электронами, которые направляются от базы к эмиттеру.

Поскольку удельное сопротивление материала основания относительно велико, распределенное сопротивление $r_{б'-б}$ этого электрода оказывается довольно большим (40—70 *ом*) и играет существенную роль в работе триода, особенно на высоких частотах. Поэтому оно должно быть учтено п и составлении эквивалентной схемы (рис. 23,*б*).

Третий слой, являющийся коллектором (рис. 23,*а*), так же как и первый, обладает дырочной проводимостью *p* и имеет примерно такое же удельное сопротивление. Распределенное сопротивление этих слоев невелико и с ним в большинстве случаев не считаются.

На границах между слоями германия с проводимостями разного типа образуются так называемые *p-n* переходы.

В области *p-n* перехода возникает местное электрическое поле, которое вытягивает из перехода носители зарядов — свободные электроны и дырки, принадлежащие расположенным с каждой его стороны атомам примесей. Вследствие этого область каждого *p-n* перехода обеднена носителями зарядов и напоминает собой диэлектрик конденсатора,

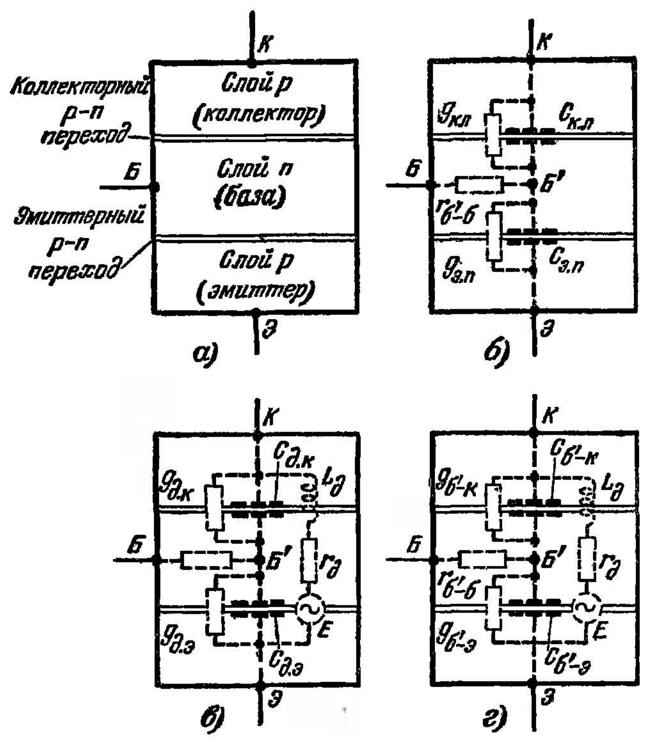


Рис. 23. К составлению эквивалентной схемы триода для широкого диапазона частот.

обкладками которого являются слои *p* и *n* германия, образующего переход. Отличительной чертой этого своеобразного конденсатора является то, что через него проходит значительный постоянный ток.

Емкость $C_{э.п}$ эмиттерного перехода (рис. 23,*б*) обычно составляет около 150 *пф*, а емкость $C_{к.п}$ коллекторного перехода лежит в пределах от 5—7 до 40—50 *пф* в зависимости от типа и конструкции триода, а также от режима его работы. Несмотря на то, что емкость эмиттерного

перехода довольно значительна, она не оказывает существенного влияния на свойства триода, так как шунтирована во много раз превышающей ее диффузионной емкостью эмиттер—база. В то же время емкость коллекторного перехода, хотя она и невелика, играет большую роль в работе триода на высоких частотах, особенно при больших сопротивлениях нагрузки.

Емкость $C_{к.п}$ в большой степени зависит от величины постоянного напряжения на коллекторном переходе. При повышении этого напряжения $C_{к.п}$ уменьшается, а при понижении — возрастает.

Обе рассмотренные выше емкости шунтированы проводимостями, которые учитывают соответственно электронную проводимость участка эмиттер—база и обратное сопротивление коллекторного перехода. Но наибольшее влияние на частотные свойства триода оказывают не эти емкости, а механизм переноса зарядов от эмиттера к коллектору.

Электрическое поле внутри базы триода очень мало. Поэтому поступающие из эмиттера в базу носители зарядов—дырки—распространяются в нем сравнительно медленно по закону диффузии[1], образуя в нем объемный заряд. Переменное напряжение, приложенное к эмиттеру, вызывает изменение числа поступающих из него носителей зарядов, а следовательно, и величину этого заряда. Последнее приводит к возникновению емкостного тока между эмиттером и базой. Таким образом, наличие объемного заряда в базе проявляется так, как будто между эмиттером и базой существует емкость (рис. 23,*в*). Эта емкость $C_{д.э}$, называемая диффузионной, примерно пропорциональна току эмиттера и может достигать значительной величины. При токе эмиттера в 1 *ма* у триодов типов П1А, П1Б, П6Б, П6А и др. емкость $C_{д.э}$ доходит до 10 000—12 000 *пф*, а у триодов типа П1И, П6Г и т. п. — до 2 500—3 500 *пф*.

Аналогичная картина имеет место и у коллекторного

[1] Диффузией называется медленное проникновение одного вещества в другое при их непосредственном соприкосновении или через пористую перегородку. В нашем случае под одним веществом можно понимать область базы, прилегающую к эмиттерному переходу, а под другим — часть базы, лежащую ближе к коллекторному переходу. Первая из этих областей насыщена дырками или, иначе говоря, плотность дырок в ней велика, во второй — мала. Вследствие этого дырки от области базы, прилегающей к эмиттеру (где их много), распространяются по закону диффузии в сторону коллектора (туда, где их мало).

перехода. Поэтому параллельно коллекторному переходу также действует диффузионная емкость $C_{д.к}$ коллектор—база (рис. 23,*в*). Однако последняя относительно мала и на высоких частотах не превышает нескольких пикофарад. Она значительно меньше присоединенной параллельно к ней емкости коллекторного перехода $C_{к.п}$ и в связи с этим незначительно влияет на работу триода в этой области частот.

Следующим фактором, связанным с диффузионным движением носителей зарядов и оказывающим влияние на работу триода в области высоких частот, является то, что время, необходимое для достижения коллектора, различно для всех дырок, вводимых в базу эмиттером. Наиболее сильно действие этого фактора проявляется в области самых верхних рабочих частот триода, когда разница во времени пролета носителей зарядов от эмиттера до коллектора становится соизмеримой с периодом колебаний сигнала. Действительно, в тот момент, когда ток в цепи коллектора должен достигнуть амплитудного значения, не все носители зарядов, введенные при амплитудном значении переменного напряжения на эмиттере, успевают достигнуть коллектора. Это уменьшает максимальную величину тока в цепи. Когда же ток в выходной цепи триода должен приобрести минимальное значение, к коллектору дополнительно проходят запоздавшие носители зарядов, препятствуя уменьшению тока. Таким образом, разброс во времени пролета носителей зарядов приводит к дополнительному уменьшению коэффициента усиления триода по току в области его самых высоких рабочих частот.

Последнее явление, а также некоторые другие диффузионные процессы, происходящие в триоде, можно учесть в его эквивалентной схеме, включив последовательно с генератором напряжения E и сопротивлением $r_д$, характеризующими усилительные свойства триода, индуктивность $L_д$.

Генератор E создает э. д. с., которая пропорциональна напряжению $U_{б'-э}$, действующему непосредственно на эмиттерном переходе. Именно это напряжение вызывает изменение (модуляцию) потока эмиттируемых дырок, а следовательно, и влияет на ток в выходной цепи триода. Та часть напряжения сигнала, которая падает на распределенном сопротивлении базы $r_{б'-б}$, не оказывает влияния на выходной ток, а следовательно, и на усилительные

свойства триода. Таким образом, на сопротивлении $r_{б'-б}$ бесполезно расходуется энергия, вызывая уменьшение коэффициента усиления триода.

Некоторые дырки по пути к коллекторному переходу рекомбинируют с имеющимися в базе электронами. Другая небольшая часть их достигает поверхности базы и рекомбинирует там. Естественно, что ни те, ни другие дырки не достигают коллектора. В эквивалентной схеме эту утечку носителей зарядов можно учесть, включив проводимость между эмиттером и базой, а также коллектором и базой ($g_{э.д}$ и $g_{к.д}$ на рис. 23,*в*).

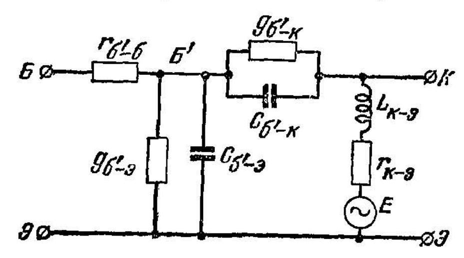


Рис. 24. П-образная эквивалентная схема с генератором напряжения.

Все рассмотренные составляющие эквивалентной схемы собраны на рис. 23,*г*. В соответствии с ним на рис. 24 представлена полная эквивалентная схема триода, достаточно точно отражающая его свойства для малых сигналов в широком диапазоне частот. На схеме индексы, сопровождающие ее элементы, показывают, между какими электродами триода эти элементы действуют. Проводимость $g_{б'-э}=g_{э.п}+g_{д.э}$, $g_{б'-к}=g_{к.п}+g_{д.к}$, емкости $C_{б'-э}=$ $=C_{э.п}+C_{д.э}$, $C_{б'-к}=C_{к.п}+C_{д.к}$ и, наконец, $L_{к-э}=L_д$, $r_{к-э}=$ $=r_д$.

На практике вместо рассмотренной чаще пользуются уже знакомыми нам П-образными эквивалентными схемами с генератором тока (рис. 25). Последний создает ток $I_г=U_{б'-э}y_г$, пропорциональный напряжению $U_{б'-э}$ на эмиттерном переходе. Полная проводимость $y_г$ связывает величину тока $I_г$ с напряжением $U_{б'-э}$, а также определяет фазовый угол между ними. Она представляет собой цепь из соединенных последовательно сопротивления $r_г$ и индуктивности $L_г$. Эту проводимость не следует смешивать с внутренним сопротивлением генератора тока, которое бесконечно велико. По своим свойствам обе эквивалентные схемы (рис. 24 и 25,*а*) одинаковы.

На рис. 25,*б* и *в* приведены эквивалентные схемы триода, включенного соответственно по схеме с общей базой и

общим коллектором. Они получены в результате преобразования схемы рис. 25,*а*.

При расчетах или различных исследованиях иногда бывает удобнее представить какую-либо проводимость триода в виде сопротивления или наоборот. Это всегда можно сделать, так как сопротивления и проводимости

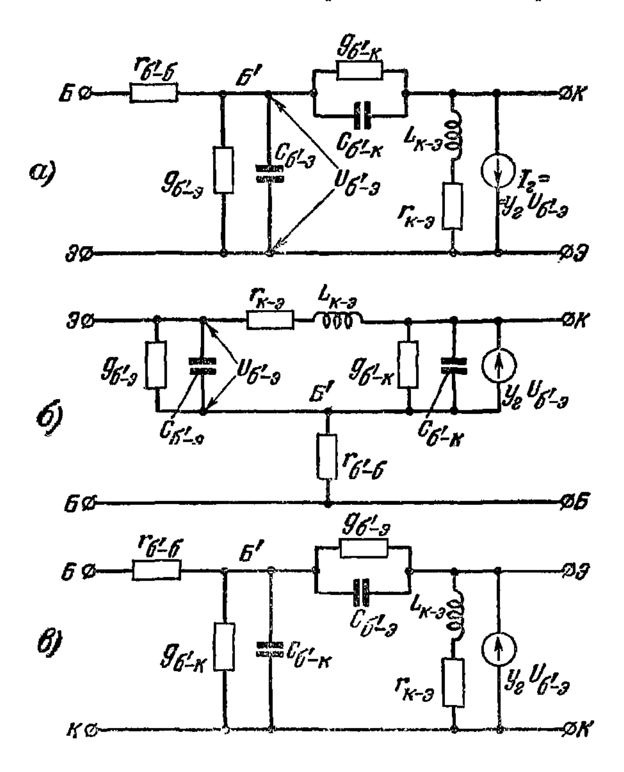


Рис. 25. П-образные эквивалентные схемы с генератором тока.

а — триода, включенного по схеме с общим эмиттером; *б* — с общей базой; *в* — с общим коллектором.

являются обратными величинами. Всем проводимостям и соответствующим им сопротивлениям для одного и того же участка цепи принято присваивать одинаковые индексы.

Кроме того, необходимо иметь в виду, что полные проводимости и сопротивления являются комплексными, т. е. содержат активную и реактивную составляющие, и поэтому просто арифметически их складывать нельзя.

Обычно активную составляющую полной проводимости обозначают латинской буквой g, как это сделано в предыдущей главе. Реактивную составляющую в общем виде обозначают буквой b. Перед этой составляющей всегда ставят букву j, показывающую реактивный характер данного члена. Так, например, полную проводимость участка Б'-Э эквивалентной схемы рис. 25,*а* можно записать в виде:

$$y_{б'\text{-}э} = g_{б'\text{-}э} + jb_{б'\text{-}э} = g_{б'\text{-}э} + j\omega C_{б'\text{-}э},$$

где $b = \omega C = 2\pi f C_{б'\text{-}э}$ — проводимость конденсатора, $C_{б'\text{-}э}$ для переменного тока частоты f;
$\omega - 2\pi f$ — круговая частота.

Буква j представляет собой корень квадратный из минус единицы ($j = \sqrt{-1}$). Отсюда $j^2 = -1$; $j^3 = -j$; $j^4 = +1$ и т. д. При суммировании комплексных чисел отдельно складываются их активные и реактивные составляющие. Например, требуется сложить две проводимости:

$$y_1 = 6 + j3 \text{ и } y_2 = 4 + j2;$$

$$y_1 + y_2 = 6 + j3 + 4 + j2 = 10 + j5.$$

Перемножение комплексных чисел производится так же, как и обычное алгебраическое действие. Например,

$$y_1 y_2 = (6 + j3)(4 + j2) = 24 + j12 + 12j + 6j^2 =$$
$$= 24 + j24 - 6 = 18 + j24.$$

Для того чтобы определить абсолютное значение полной проводимости данной цепи, определяют ее так называемый модуль. В общем виде модуль проводимости равен корню квадратному из суммы квадратов ее активной и реактивной части

$$|y| = \sqrt{g^2 + b^2}.$$

Прямые скобки показывают, что речь идет о модуле комплексного числа. Например, модуль полной проводимости $y = 4 + j3$ равен:

$$|y| = \sqrt{4^2 + 3^2} = \sqrt{16 + 9} = 5.$$

Абсолютное значение (или модуль) проводимости рассмотренного нами участка *Б-Э* эквивалентной схемы рис. 25,*а* равно:

$$|y_{б'-э}|=\sqrt{g^2_{б'-э}+\omega^2C^2_{б'-э}}.$$

Если требуется найти модуль суммы нескольких проводимостей, то вначале нужно произвести указанные алгебраические действия и определить результирующие вещественную и мнимую части. Затем уже можно вычислить модуль. Модуль произведения равен произведению модулей перемножаемых комплексных чисел.

Все сказанное относительно полных проводимостей распространяется и на полные сопротивления.

Данные элементов эквивалентной схемы в большой степени зависят от режима работы триода. Кроме того, вследствие технологического разброса параметров у триодов одного и того же типа они меняются в некоторых пределах внутри каждой группы от образца к образцу. В связи с этим значение элементов эквивалентной схемы для каждого триода необходимо определять в том режиме, при котором он будет работать в аппаратуре. В табл. 11 в качестве иллюстрации приведены данные элементов эквивалентной схемы нескольких триодов типа П6, измеренные при токе эмиттера в 1 *ма* и напряжении на коллекторе, равном —5 *в*.

Зная данные элементов эквивалентной схемы, нетрудно рассчитать значения всех параметров триода для любой его рабочей частоты. Приведенные ниже расчетные формулы следуют непосредственно из эквивалентных схем рис. 25.

Для схем с общим эмиттером

Точные формулы	Приближенные
$y_{11э}=\dfrac{y_{б'-э}+y_{б'-к}}{A}$	$y_{11э}\approx\dfrac{y_{б'-э}}{1+r_{б'-б}y_{б'-э}}$
$y_{12э}=\dfrac{-y_{б'-к}}{A}$	$y_{12э}\approx\dfrac{-y_{б'-к}}{1+r_{б'-б}y_{б'-э}}$
$y_{21э}=\dfrac{y_г-y_{б'-к}}{A}$	$y_{21э}\approx\dfrac{y_г}{1+r_{б'-б}y_{б'-э}}$
$y_{22э}=\dfrac{y_{к-э}+y_{б'-к}+B}{A}$	$y_{22э}\approx y_{к-э}+y_{б'-к}\left(1+\dfrac{r_{б'-б}y_г}{1+r_{б'-б}y_{б'-э}}\right)$

(31)

Таблица 11

Тип триода	β_0	f_β, *кгц*	α_0	f_α, *кгц*	$r_{б'-б}$, *ом*	$g_{б'-э}$, 10^{-3} *мо*	$r_{б'-э}$, *ом*	$C_{б'-э}$, 10^3 *пф*	$g_{б'-к}$, 10^{-6} *мо*	$r_{б'-к}$, *Мом*	$C_{б'-к}$, *пф*	$r_{к-э}$, *ком*	$L_{к-э}$, *мгн*	$r_г$, *ом*	$L_г$, *мкгн*
П6Б	22,7	20,1	0,958	480	39	1,67	600	13,3	0,345	2,9	34,4	170	8,45	25,8	1,26
П6Б	22,2	20	0,958	464	90	1,7	590	13,5	0,405	2,46	23,5	150	7,7	26,6	1,37
П6Б	17,4	24,6	0,946	428	25,4	2,22	450	14,3	0,133	7,47	28	106	5,6	25,8	1,38
П6В	39	14,6	0,975	560	46,0	0,98	1 020	11,0	0,188	5,3	24,6	125	5,15	26,2	1,1
П6В	27,8	18,2	0,965	535	35,5	1,4	702	12,4	0,47	2,08	42,3	172,5	7,55	25,3	1,17
П6Г	55	30,6	0,983	1,710	45	0,736	1 360	3,82	0,27	3,55	32,8	35,4	0,475	24,8	0,34
П6Г	68	26,2	0,986	1,780	75	0,57	1 755	3,46	1,05	0,95	30	63,2	0,8	25,8	0,33
П6Г	35	13,8	0,973	500	55,5	1,1	910	12,65	0,79	1,26	25	152	7,1	26	1,22
П6Г	41,6	14,8	0,977	614	72	0,9	1 103	10	1,25	0,8	30,8	144	5,45	26,8	1,02
П6Г	36	14,8	0,974	548	74,5	1,04	963,5	11,1	1,16	0,86	25,2	63	2,68	26,7	1,13

Для схемы с общей базой

$$\left.\begin{array}{l|l}
y_{11б} = \dfrac{y_г + y_{б'-э} + y_{к-э} + B}{A} & y_{11б} \approx \dfrac{y_{б'-э} + y_г}{1 + r_{б'-б} y_{б'-э}} \\
y_{12б} = \dfrac{-y_{к-э} - B}{A} & y_{12б} \approx -y_{к-э} - y_{б'-к} \times \\
 & \times \left(1 - \dfrac{1 - r_{б'-б} y_г}{1 + r_{б'-б} y_{б'-э}}\right) \\
y_{21б} = \dfrac{-y_г - y_{к-э} - B}{A} & y_{21б} \approx \dfrac{-y_г}{1 + r_{б'-б} y_{б'-э}} \\
y_{22б} = \dfrac{y_{б'-к} + y_{к-э} + B}{A} & y_{22б} \approx y_{к-э} + y_{б'-к} \times \\
 & \times \left(1 + \dfrac{r_{б'-б} y_г}{1 + r_{б'-б} y_{б'-э}}\right)
\end{array}\right\} \quad (32)$$

Для схемы с общим коллектором

$$\left.\begin{array}{l|l}
y_{11к} = \dfrac{y_{б'-э} + y_{б'-к}}{A} & y_{11к} \approx \dfrac{y_{б'-э}}{1 + r_{б'-б} y_{б'-э}} \\
y_{12к} = \dfrac{-y_{б'-э}}{A} & y_{12к} \approx \dfrac{-y_{б'-э}}{1 + r_{б'-б} y_{б'-э}} \\
y_{21к} = \dfrac{-y_{б'-э} - y_г}{A} & y_{21к} \approx \dfrac{-y_{б'-э} - y_г}{1 + r_{б'-б} y_{б'-э}} \\
y_{22к} = \dfrac{y_г + y_{б'-э} + y_{к-э} + B}{A} & y_{22к} \approx \dfrac{y_{б'-э} + y_г}{1 + r_{б'-б} y_{б'-э}}
\end{array}\right\} \quad (33)$$

В точных формулах

$$A = 1 + r_{б'-б} (y_{б'-э} + y_{б'-к});$$

$$B = r_{б'-б} [y_{б'-э} (y_{к-э} + y_{б'-к}) + y_{б'-к} (y_г + y_{к-э})].$$

Погрешность, получающаяся при использовании приближенных формул, обычно не превышает 1—2%. Поэтому ими можно пользоваться для большинства практических расчетов. Точные формулы целесообразно применять только при вычислении параметров специальных высокочастотных триодов или в тех случаях, когда требуется особо высокая точность.

8. Частотная зависимость основных параметров триода

Наиболее удобно проследить зависимость свойств полупроводникового триода от частоты, а также определить экспериментально данные элементов его эквивалентной схемы, когда триод включен по схеме с общим эмиттером. Поэтому здесь мы остановимся в основном на этой схеме. Если появится необходимость определить частотную зависимость триода для других схем включения, то читатель сможет найти ее самостоятельно, пользуясь той же методикой.

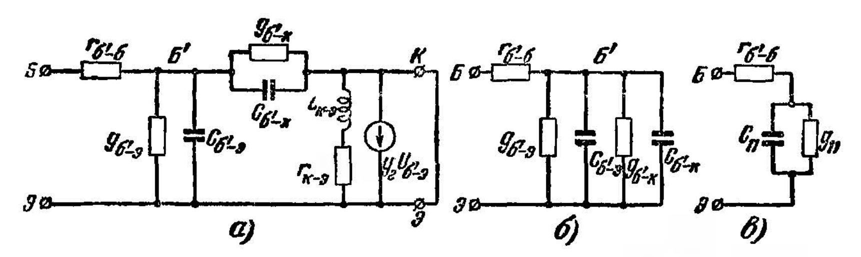


Рис 26. К определению частотной зависимости параметра y_{11}.

Рассмотрим прежде всего частотную зависимость y-параметров триода. Начнем с проводимости $y_{11э}$.

Параметр $y_{11э}$ представляет собой входную проводимость короткозамкнутого на выходе триода. Вследствие короткого замыкания на выходе (рис. 26,*а*) генератор тока и цепь $L_{кэ}r_{к\text{-}э}$ оказываются замкнутыми, а цепи *Б'-Э* и *Б'-К* включенными параллельно (рис. 26,*б*). В результате эквивалентная схема входной цепи короткозамкнутого триода принимает вид рис. 26,*в*. Из этой схемы нетрудно получить выражение для $y_{11э}$. Действительно, проводимость участка цепи *Б'-Э* в данном случае равна сумме проводимостей $y_{б'\text{-}э}+y_{б'\text{-}к}$, соединенных параллельно. Входное сопротивление $1/y_{11э}$ триода между его зажимами *Б* и *Э* равно сумме сопротивлений $r_{б'\text{-}б}$ и участка *Б'-Э*. В результате получим:

$$\frac{1}{y_{11э}}=r_{б'\text{-}б}+\frac{1}{y_{б'\text{-}э}+y_{б'\text{-}к}}=\frac{1+r_{б'\text{-}б}(y_{б'\text{-}э}+y_{б'\text{-}к})}{y_{б'\text{-}э}+y_{б'\text{-}к}},$$

откуда

$$y_{11э}=\frac{y_{б'-э}+y_{б'-к}}{1+r_{б'б}(y_{б'-э}+y_{б'-к})},$$

т. е. мы получим приведенную выше расчетную формулу для параметра $y_{11э}$. Таким же путем можно получить и все остальные приведенные выше расчетные формулы для определения параметров триода, а также эквивалентные схемы всех параметров (рис. 27).

Проводимость y_{11} носит емкостный характер (рис. 27,*а*) и возрастает с повышением частоты. На рис. 28,*а* показана зависимость от частоты входного сопротивления $1/y_{11э}-h_{11э}$ короткозамкнутого триода. С повышением частоты это сопротивление уменьшается, стремясь в пределе к распределенному сопротивлению базы. Уменьшение входного сопротивления объясняется понижением с частотой сопротивления емкостей $C_{б'-э}$ и $C_{б'-к}$ (основную роль здесь, конечно, играет $C_{б'-э}$, которая во много раз больше, чем $C_{б'-к}$. Поэтому без большой ошибки можно считать, что в схеме рис. 27,*а* $C_{11}=C_{б'-э}$ и $r_{11}=r_{б'-э}$).

Проводимость y_{12} можно представить как цепь, состоящую из параллельно соединенных большого сопротивления r_{12} и конденсатора малой емкости C_{12} (рис. 27,*б*). y_{12} также имеет емкостный характер и с повышением частоты возрастает вследствие уменьшения сопротивления емкости C_{12}.

Проводимость y_{21} носит индуктивный характер. С частотой она меняется сравнительно мало, заметно уменьшаясь лишь в области верхних рабочих частот триода. Эквивалентная этой проводимости цепь (рис. 27,*в*) представляет собой последовательно соединенные небольшое сопротивление (для триодов типов П1 и П6 оно равно 25—35 *ом*) и малую индуктивность (10—20 *мкгн*).

Проводимость y_{22} носит емкостный характер и возрастает с повышением частоты. Для большей наглядности рассмотрим полное выходное сопротивление короткозамкнутого со стороны входа триода, равное $1/y_{22}$. Выходная цепь такого триода эквивалентна цепи, состоящей из параллельно соединенных сопротивления r_{22} и конденсатора C_{22} (рис. 27,*г*). С повышением частоты полное выходное сопротивление триода довольно быстро понижается. Одновременно уменьшается активная составляющая r_{22} этого сопротивления и выходная емкость C_{22} (рис. 28,*б*). То, что

Рис. 27. Эквивалентные схемы y-параметров полупроводникового триода.

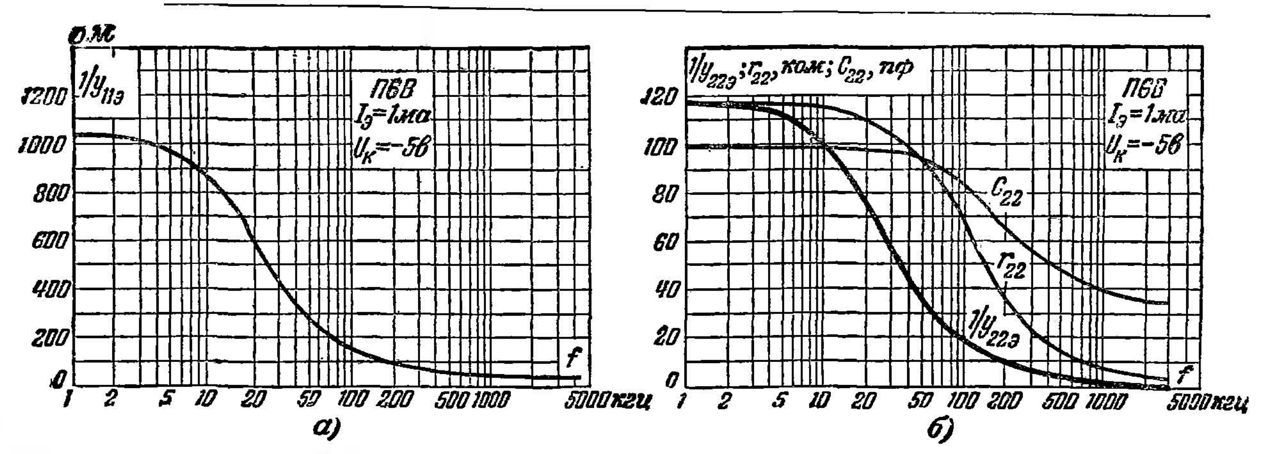


Рис. 28. Частотные характеристики y-параметров триода.

r_{22} и C_{22} изменяются с частотой, всегда нужно иметь в виду при проектировании устройств на полупроводниковых триодах, так как это оказывает существенное влияние на характеристики аппаратуры.

С помощью эквивалентных схем рис. 25 можно также исследовать и частотные зависимости h-параметров триода.

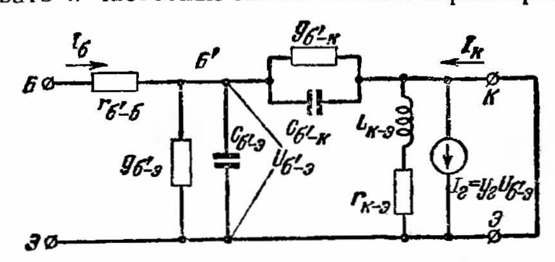


Рис. 29. К определению зависимости коэффициента β от частоты.

Для параметра $h_{11э}=1/y_{11э}$ мы это уже фактически сделали. Теперь остановимся более подробно на частотной характеристике коэффициента усиления триода по току (параметр $h_{21э}$), наиболее наглядно характеризующей его усилительные свойства на различных частотах.

Для схемы с общим эмиттером входной ток I_1 равен току $I_б$ в цепи базы, а выходной ток I_2 — току $I_к$ в цепи коллектора. Отсюда

$$\beta=\frac{I_к}{I_б}. \tag{34}$$

Так как коэффициент усиления по току определяется в режиме короткого замыкания на выходе триода, то цепь $L_{к-э}r_{к-э}$ оказывается замкнутой (рис. 29) и никакого влияния на ток $I_к$ не оказывает. Сопротивление цепочки $C_{б'-э}g_{б'-э}$ между точками $Б'$ и $К$ в рабочем диапазоне частот триода велико и поэтому в данном случае с нею также можно не считаться. Таким образом, ток $I_к$ определяется только током эквивалентного генератора $I_к=I_г=U_{б'-э}y_г$.

Остановимся вначале на области средних рабочих частот триода. Так как индуктивность $L_г$ очень мала (см. табл. 11), то на этих частотах ее сопротивление во много раз меньше активного сопротивления $r_г$. Поэтому здесь $L_г$

можно не учитывать и считать, что $y_г = g_г$. Следовательно, на средних рабочих частотах триода ток в цепи коллектора

$$I_к = I_г = U_{б'-э} g_г \qquad (35)$$

прямо пропорционален напряжению $U_{б'-э}$ на эмиттерном переходе и изменяется с частотой сигнала так же, как и это напряжение.

При неизменном токе $I_б$ на входе триода напряжение

$$U_{б'-э} = I_б z_{б'-э} = \frac{I_б}{y_{б'-э}} \qquad (36)$$

изменяется с частотой так же, как и сопротивление участка цепи $Б'$-$Э$. Сопротивление конденсатора $C_{б'-э}$ с ростом частоты уменьшается. Следовательно, при повышении частоты понижается результирующее сопротивление $z_{б'-э}$ всего участка цепи $Б'$-$Э$ и падает напряжение $U_{б'-э}$. В результате этого уменьшаются ток $I_к$ в цепи коллектора и коэффициент усиления по току β. Таким образом, с повышением частоты коэффициент усиления триода по току падает.

Найдем теперь выражение, которое позволит нам определить значение коэффициента усиления триода по току для любой частоты рассматриваемого диапазона. Подставив в формулу (34) значение тока из уравнений (35) и (36), получим:

$$\beta = \frac{I_к}{I_б} = \frac{U_{б'-э} g_г}{I_б} = \frac{I_б g_г}{y_{б'-э} I_б}, \qquad (37)$$

откуда

$$\beta = \frac{g_г}{y_{б'-э}}.$$

Абсолютное значение коэффициента усиления по току равно модулю этого выражения

$$|\beta| = \frac{g_г}{\sqrt{g^2_{б'-э} + (2\pi f C_{б'-э})^2}}. \qquad (38)$$

На самых низких частотах проводимость $b_{б'-э} = 2\pi f C_{б'-э}$ конденсатора близка к нулю и ее в выражении для β

можно не учитывать. Исходя из этого, получим, что коэффициент усиления по току β_0 для области низких частот равен:

$$\beta_0 = \frac{g_г}{g_{б'-э}} \text{ или, что то же, } \beta_0 = \frac{r_{б'-э}}{r_г}. \qquad (39)$$

У плоскостных триодов β_0 лежит обычно в пределах от 20 до 100 в зависимости от типа триода.

На определенной частоте f_β активная и реактивная проводимости цепи *Б'-Э* (рис. 25,*а*) по абсолютной величине становятся равными, т. е.

$$g_{б'-э} = 2\pi f_\beta C_{б'-э}. \qquad (40)$$

Из выражения (38) для β видно, что на этой частоте коэффициент усиления триода по току уменьшается в $\sqrt{2}$ раз, т. е. падает до 0,707 (на 3 *дб*) от своего значения β_0 при низкой частоте. Частота f_β называется граничной частотой триода для схемы с общим эмиттером. Ею принято характеризовать частотные свойства триода для этой схемы включения. У триодов типа П6 она лежит в пределах примерно от 14 до 30—35 *кгц* (см. табл. 11).

Граничная частота f_α триода, включенного по схеме с общей базой, значительно выше частоты f_β и для триодов типа П6 обычно превышает 500 *кгц* (см. табл. 11). Эти частоты связаны между собой соотношениями:

$$f_\alpha = f_\beta(\beta_0 + 1); \qquad (41)$$

$$f_\beta = f_\alpha(1 - \alpha_0), \qquad (42)$$

где α_0 — коэффициент усиления по току на низкой частоте триода, включенного по схеме с общей базой.

Если в уравнение для β вместо $C_{б'-э}$ подставить его значение, выраженное через $g_{б'-э}$ и граничную частоту

$$C_{б'-э} = \frac{g_{б'-э}}{2\pi f_\beta},$$

которое вытекает из выражения (40), то получим удобную для практических целей формулу, связывающую коэффициент β с частотой подводимых колебаний:

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}}, \qquad (43)$$

где f — частота сигнала. Для схемы с общим основанием в этой формуле все буквы β нужно заменить на α.

На верхних рабочих частотах триода, близких к f_α и превышающих ее, сказывается влияние индуктивности $L_г$, вызывающее дополнительное уменьшение коэффициента усиления триода по току. На этих частотах индуктивность $L_г$ необходимо учитывать, заменив в приведенных формулах $g_г$ на $y_г$. Тогда получим более сложное выражение для β

$$\beta = \frac{\beta_0}{\left(1 + j\frac{f}{f_\beta}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_г}\right)}, \qquad (44)$$

пригодное для всего рабочего диапазона частот триода. Абсолютное значение (модуль) этого выражения равно:

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{\left(1 - \frac{f^2}{f_\beta f_г}\right)^2 + \left(\frac{f}{f_\beta} + \frac{f}{f_г}\right)^2}}. \qquad (45)$$

В этих формулах $f_г$ — частота, на которой реактивная и активная составляющие проводимости $y_г$ равны между собой:

$$f_г = \frac{1}{2\pi L_г g_г} = \frac{r_г}{2\pi L_г}. \qquad (46)$$

Зависимость от частоты коэффициента усиления по току триода П6В показана на рис. 30. Там же приведена фазовая характеристика этого коэффициента, показывающая, как изменяется фаза тока $I_к$ на выходе триода относительно фазы тока $I_б$ на его входе. Начальный сдвиг фаз, равный 180°, здесь не учтен.

Итак, наличие эквивалентной емкости $C_{б'-э}$, приложенной параллельно эмиттерному переходу, и индуктивности $L_г$ приводит к тому, что коэффициент усиления триода по току уменьшается с повышением частоты. Действие первого из этих факторов начинает проявляться уже на частотах в несколько килогерц, а второго — только на верхних рабочих частотах триода. Чем меньше $C_{б'-э}$ и $L_г$, тем на более высоких частотах может работать триод. Это под-

тверждается результатами измерений элементов эквивалентной схемы триода (см. табл. 11).

Для того чтобы понизить диффузионную емкость эмиттерного перехода и индуктивность $L_г$, нужно соответственно уменьшить объемный заряд в базе триода и разброс

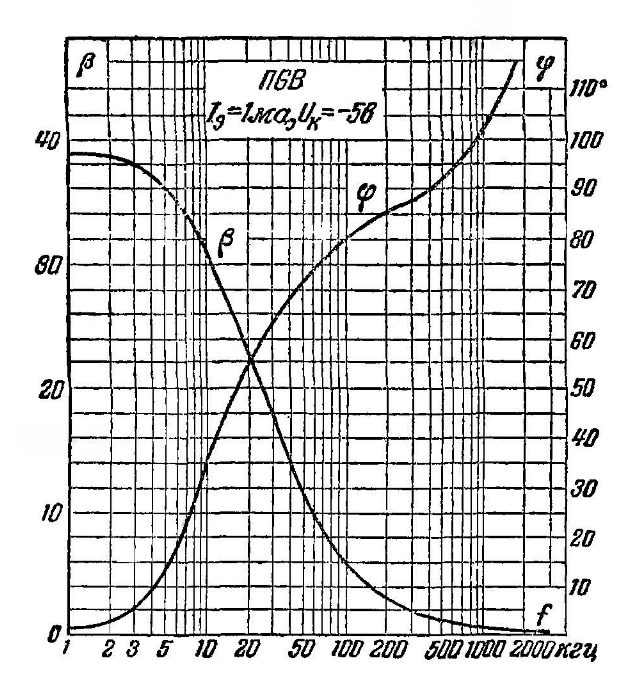


Рис. 30. Частотная и фазовая характеристики коэффициента усиления по току β.

по времени, в течение которого носители заряда достигают коллектора. И для того и для другого требуется сокращение времени пролета носителей зарядов от эмиттера до коллектора, что достигается лишь уменьшением толщины слоя базы. Поэтому для расширения рабочего диапазона частот плоскостных триодов слой их базы стремятся сделать как можно тоньше.

Рассмотрим теперь параметр $h_{12э} = \mu$, показывающий, во сколько раз напряжение на разомкнутом входе триода меньше напряжения, приложенного к его выходу. Из экви-

валентной схемы рис. 25,*а* видно, что этот коэффициент равен отношению

$$\mu = \frac{y_{б'\text{-}к}}{y_{б'\text{-}э}}. \qquad (47)$$

На самых низких частотах (сотни герц) проводимости емкостей $C_{б'\text{-}э}$ и $C_{б'\text{-}к}$ во много раз меньше, чем проводимости $g_{б'\text{-}э}$ и $g_{б'\text{-}к}$, параллельно которым эти емкости присоединены. Поэтому на данных частотах параметр μ стремится к пределу

$$\mu_0 = \frac{g_{б'\text{-}к}}{g_{б'\text{-}э}}. \qquad (48)$$

С повышением частоты первым начинает сказываться действие емкости $C_{б'\text{-}к}$, так как она шунтирована очень большим сопротивлением $r_{б'\text{-}к}$. Проводимость участка *Б'-К* при этом довольно быстро растет, вследствие чего возрастает и коэффициент μ (рис. 31). При дальнейшем повышении частоты начинает заметно возрастать также и проводимость участка *Б'-Э*. Это замедляет рост μ. Если бы не существовало емкости $C_{б\text{-}к}$ между электродами коллектор—эмиттер триода и емкости между выводными проводниками от этих электродов, то обратный коэффициент усиления по напряжению μ изменялся бы с частотой так, как показано на рис. 31 пунктирной линией, и в пределе стремился бы к отношению

$$\mu_{макс} \to \frac{C_{б'\text{-}к}}{C_{б'\text{-}э}}. \qquad (49)$$

Однако на верхних частотах емкость $C_{б\text{-}к}$ между указанными выше электродами оказывает большое влияние на параметр μ, в результате чего максимальное значение μ не ограничивается соотношением (49), а стремится к единице (сплошная линия на рис. 31).

Необходимо особо подчеркнуть, что из-за влияния междуэлектродной емкости $C_{б\text{-}к}$ на высоких частотах невозможно определить параметр y_{12} посредством системы *h*-параметров.

Характер изменения с частотой параметра h_{22} примерно такой же, как и параметра $1/y_{22}$. Разница заключается лишь в величине и скорости его изменения.

Рассмотренные полные эквивалентные схемы достаточно точно отражают свойства плоскостных полупроводниковых триодов для малых сигналов во всем их рабочем диапазоне частот. Поэтому они могут быть использованы для различных исследований и расчета аппаратуры, работающей в широком диапазоне частот. Так как эти схемы

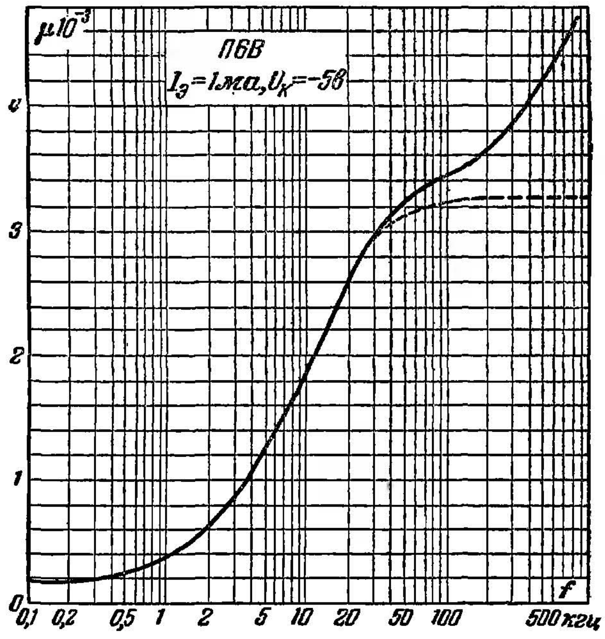


Рис. 31. Зависимость параметра $h_{12э}$ от частоты.

связаны с системой y-параметров, то при расчетах удобнее всего пользоваться упомянутой системой параметров. Не исключена возможность применения и других систем параметров, однако при этом придется производить соответствующие перерасчеты.

Использовать полные эквивалентные схемы, приведенные на рис. 25, целесообразно лишь при работе в области верхних рабочих частот триода, превышающих $(0{,}4—0{,}7) f_\alpha$. На средних частотах, лежащих в пределах от $(0{,}4—0{,}7) f_\alpha$ до $(0{,}3 — 0{,}5) f_з$, можно не учитывать влияние индуктивностей $L_{к\text{-}в}$ и $L_э$. Последнее позволяет упростить эквивалент-

ные схемы триода, исключив из них эти индуктивности, как показано в виде примера на рис. 32 для схемы включения с общим эмиттером. Наконец, на самых низких ча-

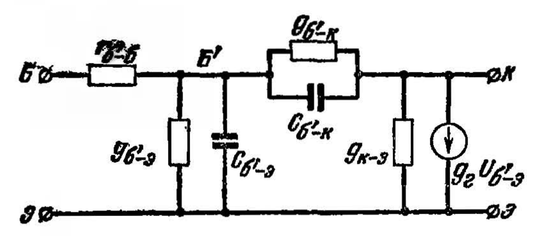


Рис. 32. Упрощенная эквивалентная схема для области средних частот.

стотах, не превышающих $0{,}3f_\beta$, из полной эквивалентной схемы можно вообще исключить все реактивные элементы. В результате получим рассмотренные ранее низкочастотные схемы (рис. 16).

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И ДАННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТРИОДОВ

Рассмотрим теперь, каким образом в радиолюбительских условиях можно определить данные всех элементов эквивалентной схемы полупроводникового триода и измерить его основные параметры. Вначале остановимся на том, как по известным уже значениям параметров триода

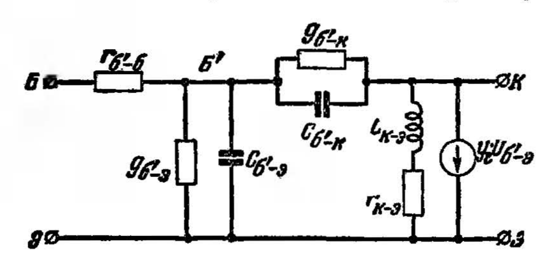


Рис. 33. П-образная эквивалентная схема триода, включенного по схеме с общим эмиттером.

найти данные элементов его эквивалентной схемы, а затем уже рассмотрим способы измерения этих параметров. Легче всего получить интересующие нас данные, пользуясь П-образной эквивалентной схемой триода, включенного по схеме с общим эмиттером (рис. 33). Поэтому ее мы и примем как исходную.

9. Определение данных элементов эквивалентных схем

Значение элементов П-образных схем можно найти, пользуясь любой из систем параметров триода. Для этого достаточно знать модуль и фазу всех параметров данной системы на какой-либо частоте. Однако экспериментально наиболее удобно это сделать с помощью систем h-параметров, или применяя одновременно системы h- и y-параметров.

В любительских условиях измерение фазового угла параметров на высоких частотах является почти невыполнимой задачей. Поэтому в данном случае приходится идти по другому пути — измерить параметры на низкой и некоторых характерных для триода частотах и затем, сопоставляя полученные результаты, подсчитать значение элементов эквивалентной схемы. Получаемая при этом степень точности вполне достаточна для большинства практических применений.

Для определения данных элементов эквивалентной схемы по последнему методу нужно измерить в схеме с общим эмиттером низкочастотное значение параметра $h_{11\,0} = \frac{1}{y_{11\,0}}$, которое мы здесь условно обозначим через $r_{11\,0}$, выходную проводимость $h_{22\,0}$, коэффициент усиления триода по току $\beta_0 = h_{21\,0}$, обратный коэффициент усиления по напряжению $\mu_0 = h_{12\,0}$, граничную частоту f_β, частоту f_μ, на которой обратный коэффициент усиления триода по напряжению μ возрастает до 1,41 своего значения на низкой частоте ($\mu' = 1{,}41\mu_0$), коэффициент усиления по току β' и входную проводимость $h'_{11} = \frac{1}{y'_{11}}$ на граничной частоте f_β. Цифра 0 в индексе показывает, что измерения этих параметров производятся на низкой частоте (500—1 000 *гц*).

Распределенное сопротивление базы $r_{б'-б}$ находится из выражения

$$r_{б'-б} = r_{11\,0}\sqrt{\frac{2h'^2_{11}}{r^2_{11\,0}} - 1}; \tag{50}$$

для получения точного значения $r_{б'-б}$ определение h'_{11} необходимо производить с особой тщательностью.

Из схемы рис. 33 нетрудно заметить, что распределенное сопротивление базы можно определить также и путем измерения параметра $h_{11э} = \frac{1}{y_{11э}}$ на высокой частоте. Действительно, с повышением частоты сопротивление емкости $C_{б'-э}$ быстро уменьшается, стремясь при очень высоких частотах к нулю. Следовательно, на этих частотах участок *Б'-Э* для переменного тока получается замкнутым накоротко, и входное сопротивление триода оказывается равным распределенному сопротивлению базы $r_{б'-б}$. Таким образом,

$$r_{б'-б} = h_{11в.ч} = \frac{1}{y_{11в.ч}}. \tag{51}$$

Последний способ проще и дает в радиолюбительских условиях более точные результаты, чем первый. Для триодов типов П1 и П6 измерения $r_{б'-б}$ следует производить на частоте в 1,5 — 2 *Мгц*.

Активное сопротивление $r_{б'-к} = \frac{1}{g_{б'-к}}$ очень велико. Оно обычно в 1,5 — 2 тыс. раз больше, чем сопротивление $r_{б'-э} = \frac{1}{g_{б'-э}}$. Поэтому активное сопротивление участка между точками *Б'* и *Э* (рис. 33) практически равно сопротивлению $r_{б'-э}$. Последнее обстоятельство позволяет определить $r_{б'-э}$ как разность между входным сопротивлением $r_{11\,0}$ триода на низкой частоте и распределенным сопротивлением базы

$$r_{б'-э} = \frac{1}{g_{б'-э}} = r_{11\,0} - r_{б'-б}. \tag{52}$$

Емкость $C_{б'-э}$ можно найти исходя из того, что на граничной частоте f_β реактивное сопротивление конденсато-

ра $C_{б'-э}$ численно равно активному сопротивлению $r_{б'-э}$. Отсюда получим, что

$$C_{б'-э} = \frac{1}{2\pi f_{\beta}\, r_{б'-э}}. \qquad (53)$$

Если $C_{б'-э}$ выразить в пикофарадах, f_{β} — в килогерцах и $r_{б'-э}$ — в килоомах, то формула (53) приобретает вид:

$$C_{б'-э} = \frac{159\,000}{f_{\beta}\, r_{б'-э}}. \qquad (54)$$

Активная взаимная проводимость $g_{б'-к}$ совместно с проводимостью $g_{б'-э}$ образует делитель напряжения (рис. 33), который при режиме холостого хода на входе определяет на низкой частоте обратный коэффициент усиления триода по напряжению μ. Таким образом,

$$g_{б'-к} = \mu_0 g_{б'-э} = \frac{\mu_0}{r_{б'-э}} \text{ и } r_{б'-к} = \frac{1}{g_{б'-к}}. \qquad (55)$$

На определенной частоте, которую мы обозначили через f_{μ}, реактивное сопротивление емкости $C_{б'-к}$ численно становится равным сопротивлению $r_{б'-к}$. Если эта частота значительно ниже граничной частоты f_{β}, то на частоте f_{μ} обратный коэффициент усиления триода по напряжению μ возрастает до 1,41 своего значения на низкой частоте. Это позволяет определить частоту f_{μ}. Зная ее, нетрудно найти и емкость $C_{б'-к}$:

$$C_{б'-к} = \frac{159\,000}{f_{\mu}\, r_{б'-к}}, \qquad (56)$$

где $C_{б'-к}$ — в *пф*; f_{μ} — в *кгц*; $r_{б'-к}$ — в *ком*.

Если упомянутое выше условие не выполняется, т. е. частота f_{μ} не намного ниже частоты f_{β} или выше нее (что случается редко), то емкость $C_{б'-к}$ можно подсчитать по формуле

$$C_{б'-к} = \frac{159\,000\sqrt{\mu^2 g_{б'-э}^2 - g_{б'-к}^2}}{f_{\beta}}, \qquad (57)$$

пригодной для всех случаев. Коэффициент μ здесь должен быть измерен на частоте f_{β}.

Сопротивление $r_г$ можно вычислить исходя из выражения для коэффициента усиления триода по току β_0 на низкой частоте

$$r_г = \frac{r_{б'-э}}{\beta_0}. \quad (58)$$

Индуктивность $L_г$ определяется по формуле

$$L_г = \frac{159\,000\, r_{б'-э}}{n\beta_0^2 f_\beta}, \quad (59)$$

где $L_г$ — в *мкгн*; f_β — в *кгц*; $r_{б'-э}$ — в *ком*; n — коэффициент, равный 7 для триодов типов П1 и П6. Значение этого коэффициента находится экспериментально.

Данные элементов цепи коллектор — эмиттер:

$$g_{к-э} = \frac{1}{r_{к-э}} = h_{22\,0} - \mu_0 \frac{\beta_0 + 1}{r_{б'-э}}; \quad (60)$$

$$L_{к-э} = \frac{159 \cdot r_{к-э}}{n f_\beta \beta_0}, \quad (61)$$

где $r_{к-э}$ — в *ком*; $L_{к-э}$ — *мгн*, f_β — в *кгц*; n — тот же коэффициент, что и для определения $L_г$. Эти выражения также получены из эквивалентной схемы триода.

Определим в виде примера элементы эквивалентной схемы полупроводникового триода типа П6В, который использовался нами в последних двух задачах (триод № 4 в табл. 11). Измерения его параметров дали следующие результаты: $r_{11\,0} = 1\,066$ *ом*, $h_{22\,0} = 15{,}4 \cdot 10^{-6}$, $\beta_0 = 39$, $\mu_0 = 0{,}192 \cdot 10^{-3}$, $f_\beta = 14{,}2$ *кгц*, $f_\mu = 1{,}24$ *кгц*. Распределенное сопротивление базы $r_{б'-б}$ измерялось на частоте в 2 *Мгц* и оказалось равным 46 *ом*: $r_{б'-б} = 46$ *ом*. Исходя из этих данных, получим:

Сопротивление

$$r_{б'-э} = r_{11\,0} - r_{б'-б} = 1\,066 - 46 = 1\,020 \text{ ом}.$$

Емкость

$$C_{б'-э} = \frac{159\,000}{f_\beta r_{б'-э}} = \frac{159\,000}{14{,}2 \cdot 1{,}020} = 11\,000 \text{ пф}.$$

Проводимость участка цепи *Б'-К*

$$g_{б'-к} = \frac{\mu_0}{r_{б'-э}} = \frac{0{,}192 \cdot 10^{-3}}{1\,020} = 0{,}188 \cdot 10^{-6} \text{ мо},$$

откуда

$$r_{б'-к} = \frac{1}{0,188 \cdot 10^{-6}} = 5,3 \text{ Мом}.$$

Емкость этого участка цепи

$$C_{б'-к} = \frac{159\,000}{f_\mu \, r_{б'-к}} = \frac{159\,000}{1,24 \cdot 5,3 \cdot 10^{-3}} = 24,6 \text{ пф}.$$

Сопротивление

$$r_г = \frac{r_{б'-э}}{\beta_0} = \frac{1\,020}{39} = 26,2 \text{ ом}.$$

Индуктивность

$$L_г = \frac{159\,000\, r_{б'-э}}{n\beta_0^2 f_\beta} = \frac{159\,000 \cdot 1,02}{7 \cdot 39^2 \cdot 14,2} = 1,05 \text{ мкгн}.$$

Данные элементов цепи коллектор—эмиттер

$$g_{к-э} = h_{22\,0} - \mu_0 \frac{\beta_0 + 1}{r_{б'-э}} = 15,4 \cdot 10^{-6} - 0,192 \cdot 10^{-3} \frac{1+39}{1\,020} = 8 \cdot 10^{-6} \text{ мо};$$

$$r_{к-э} = \frac{1}{g_{к-э}} = \frac{1}{8 \cdot 10^{-6}} = 125 \text{ ком};$$

$$L_{к-э} = \frac{159\, r_{к-э}}{n f_\beta \beta_0} = \frac{159 \cdot 125}{7 \cdot 14,2 \cdot 39} = 5,15 \text{ мгн};$$

10. Измерение h- и y-параметров

Для измерения параметров триода на низких частотах необходимо иметь звуковой генератор, ламповый вольтметр переменного тока со шкалами от 1 — 10 *мв* до 3 *в* и миллиамперметр со шкалой на 2 — 3 *ма* или высокоомный вольтметр постоянного тока. Чтобы измерить параметры еще и на высокой частоте, например $r_{б'-б}$, потребуется еще генератор стандартных сигналов, например ГСС-6. Все перечисленные выше приборы обычно имеются в радиоклубе.

Измерение параметров $h_{11э}$, $h_{21э} = \beta$, $y_{11э}$, $y_{21э}$, а также граничной частоты f_β производится по схеме, приведенной на рис. 34, *а*. Рабочий режим триода устанавливается потенциометрами R_3 и R_4. Потенциометром R_3, изменяющим отрицательное напряжение смещения на базе триода, устанавливается исходный постоянный ток $I_{э=}$ в цепи эмиттера. Этот ток определяется либо с помощью миллиамперметра, включенного непосредственно в цепь эмиттера последова-

тельно с сопротивлением $R_в$, или путем измерения высокоомным вольтметром падения напряжения $U_=$ на этом сопротивлении. В последнем случае $I_{э=} = U_= : R_в$. Потенциометром R_4 регулируют напряжение на коллекторе.

Напряжение сигнала от звукового генератора *ЗГ* или генератора стандартных сигналов ГСС, подается на базу

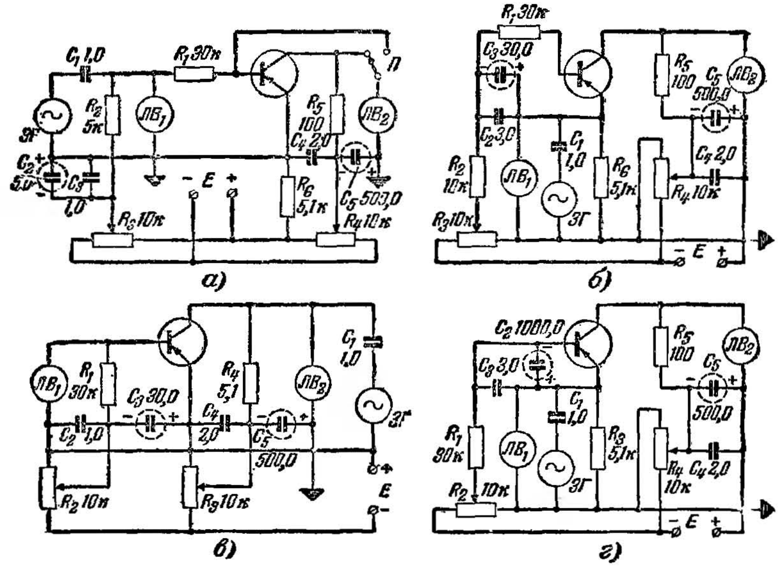


Рис. 34. Схемы для измерения параметров полупроводниковых триодов.

а — параметров y_{11}, y_{21}, h_{11} и h_{21}; *б* — параметра h_{22}; *в* — параметра h_{12}; *г* — параметра y_{22}.

триода через разделительный конденсатор C_1 и сопротивление R_1. Последнее предназначено для определения переменной составляющей тока в цепи базы $I_{б\sim}$. Это сопротивление выбирается обычно в 30—50 раз больше, чем входное сопротивление триода (30—50 *ком* при измерениях на низкой частоте и около 10 *ком* при измерении на высокой частоте). Поэтому при вычислении тока $I_{б\sim}$ входным сопротивлением триода можно пренебречь и считать, что

$$I_{б\sim} = \frac{U_{c\sim}}{R_1}, \tag{62}$$

где $U_{c\sim}$ — переменное напряжение сигнала, подводимое от генератора.

Выход триода закорочен по переменному току через сопротивление R_5 в 100 *ом*. Так как это сопротивление в несколько сотен раз меньше выходного сопротивления триода, то практически в его выходной цепи имеет место режим короткого замыкания. С помощью сопротивления R_5 производится измерение переменной составляющей тока $I_{к\sim}$ в цепи коллектора

$$I_{к\sim}=\frac{U_{2\sim}}{R_5}, \tag{63}$$

где $U_{2\sim}$ — переменное напряжение на сопротивлении R_5.

Конденсаторы C_2, C_3 и C_4, C_5, соединенные попарно параллельно—блокировочные; больший из них действует на низких частотах, меньший — на высоких.

Рассмотрим определение параметров $y_{11э}$ и $h_{11э}$. На вход устройства от генератора подается напряжение сигнала $U_{c\sim}$. С помощью лампового вольтметра $ЛВ_2$ измеряется напряжение $U_{б\sim}$ между базой и эмиттером триода. Затем по приведенной ниже формуле подсчитывают $y_{11э}$ и $h_{11э}$:

$$y_{11э}=\frac{1}{h_{11э}}=\frac{I_{б\sim}}{U_{б\sim}}=\frac{U_{c\sim}}{U_{б\sim}R_1}. \tag{64}$$

Распределенное сопротивление базы $r_{б'-б}\approx h_{11в\,ч}$ измеряется на частоте 1,5 — 2,5 *Мгц*. При этом R_1 нужно уменьшить до 10 *ком*. Очень важно, чтобы параллельно сопротивлению R_1 не действовала какая-либо паразитная емкость. Для того чтобы легче было установить рабочий режим триода, при измерениях на высокой частоте электролитические конденсаторы C_2 и C_5 лучше отключить.

Для определения β — коэффициента усиления по току — нужно измерить напряжение $U_{2\sim}$ на сопротивлении R_5. Тогда

$$\beta=\frac{I_{к\sim}}{I_{б\sim}}=\frac{U_{2\sim}}{U_{c\sim}}\cdot\frac{R_1}{R_5}. \tag{65}$$

Коэффициент β_0 находится на частоте 500 — 1000 *гц*.

Затем нужно найти граничную частоту f_β, на которой коэффициент усиления триода по току $\beta'=0,707\ \beta_0$. Для этого, поддерживая напряжение сигнала $U_{c\sim}$ постоянным, изменяют его частоту до тех пор, пока напряжение $U_{2\sim}$, а следовательно, и значение коэффициента β не упадет до

указанного выше значения. Частота, при которой это условие выполнится, и есть граничная.

С помощью рассматриваемой схемы можно найти также и параметр $y_{21э}$. Для этого нужно измерить напряжения $U_{б\sim}$ и $U_{2\sim}$:

$$y_{21э} = \frac{I_{к\sim}}{U_{б\sim}} = \frac{U_{2\sim}}{R_5 U_{б\sim}}. \qquad (66)$$

Чтобы измерить параметр $h_{22э}$, следует собрать установку по схеме рис. 34,*б*. Рабочий режим триода здесь устанавливается также с помощью потенциометров R_3 и R_4. Режим холостого хода на входе обеспечивается благодаря включению в цепь базы триода большого сопротивления R_1.

Особенностью схемы рис. 34,*б* является то, что напряжение сигнала $U_{c\sim}$ подается не непосредственно на коллектор триода, а на его эмиттер. Вызвано это тем, что генератор сигнала и ламповый вольтметр имеют по одному заземленному (общему) зажиму. При подаче напряжения сигнала непосредственно на коллектор это обстоятельство исключило бы возможность измерения с помощью лампового вольтметра переменной составляющей тока в цепи коллектора. То, что напряжение сигнала подано на эмиттер, не изменяет условий измерений, так как источник сигнала и в этом случае остается включенным непосредственно между эмиттером и коллектором. Блокировочные конденсаторы C_2 и C_3 служат здесь для того, чтобы между базой и эмиттером не было непосредственно приложено переменное напряжение от источника сигнала.

Для определения параметра $h_{22э}$ ламповым вольтметром $ЛВ_1$ измеряется напряжение сигнала $U_{c\sim}$, действующее между эмиттером и коллектором. Ток в цепи коллектора $I_{к\sim}$ определяется по падению напряжения $U_{2\sim}$ на сопротивлении R_5. Таким образом,

$$h_{22э} = \frac{I_{к\sim}}{U_{к\sim}} = \frac{U_{2\sim}}{R_5 U_{c\sim}}. \qquad (67)$$

Значение этого параметра $h_{22 0}$ можно найти на частоте в 500 — 1 000 *гц*.

Обратный коэффициент усиления триода по напряжению $\mu = h_{12э}$ измеряется по схеме рис. 34,*в*. Здесь напряжение сигнала $U_{c\sim}$ подается на выход триода. Напряже-

ние $U_{б\sim}$ на входе отсчитывается посредством лампового милливольтметра $ЛВ_1$. Параметр μ находим из выражения

$$\mu = h_{12э} = \frac{U_{б\sim}}{U_{c\sim}}. \quad (68)$$

Этот параметр начинает заметно изменяться уже на частотах в несколько сот герц. Поэтому его значение μ_0 нужно измерить на частоте не выше 50 — 100 *гц*. Частоте f_μ соответствует такая частота, при которой $\mu = 1{,}41\ \mu_0$. Для определения ее необходимо, поддерживая неизменным напряжение сигнала $U_{c\sim}$, повышать частоту генератора до тех пор, пока напряжение $U_{б\sim}$ не возрастет до 1,41 от своего значения на частоте 50 — 100 *гц*. Для многих триодов эта частота не превышает 1,5 — 2 *кгц*.

Наконец, чтобы найти параметр $y_{22э}$, нужно собрать схему рис. 34,*г*

$$y_{22} = \frac{I_{к\sim}}{U_{к\sim}} = \frac{U_{2\sim}}{R_б U_{c\sim}}, \quad (69)$$

Режим короткого замыкания на входе триода здесь осуществляется с помощью конденсаторов C_2 и C_3.

Как уже отмечалось, непосредственно измерить параметр y_{12} трудно; лучше подсчитать его по уже полученным ранее другим параметрам

$$y_{12э} = -\frac{h_{12}}{h_{11}} = -\mu y_{11}. \quad (70)$$

На низких частотах $y_{12э} = g_{12э}$. Знак минус в формуле (70) объясняется условным выбором направлений токов и напряжений на входе и выходе четырехполюсника, изображающего триод. По абсолютному значению параметр $y_{12} = |\mu| \cdot |y_{11}|$.

11. Определение *h*-параметров по статическим характеристикам триода

Значение параметров полупроводникового триода для низких частот можно найти по его статическим характеристикам. При этом наибольшая точность получается при использовании характеристик триода, включенного по схеме с общим эмиттером.

Следует отметить, что при определении параметров по статическим характеристикам точность получаемых

результатов заметно меньше, чем при непосредственном измерении.

Для определения параметров $h_{21э}$ и $h_{22э}$ нужно взять семейство выходных характеристик триода, отображающее зависимость тока коллектора $I_к$ от напряжения на коллекторе $U_к$ при различных значениях тока базы $I_б$ (рис. 35,*а*). Чтобы определить параметры $h_{11э}$ и $h_{12э}$, необходимо иметь семейство входных характеристик, которые показывают зависимость величины тока $I_б$ в цепи базы от напряжения $U_б$, приложенного между базой и эмиттером, снятое для различных напряжений на коллекторе $U_к$ (рис. 35,*б*).

Вначале удобнее всего найти выходную проводимость триода $h_{22э}$. Для этого на семействе выходных характеристик отмечают рабочую точку триода (точка *А* на рис. 35,*а*), соответствующую тому току коллектора и напряжению на коллекторе, при которых должны быть измерены параметры.

Далее на прямолинейном участке характеристики, проходящей через рабочую точку *А*, проставляют две вспомогательные точки *Б* и *В* и строят треугольник *БВГ*. По катетам этого треугольника определяется приращение тока $\Delta I_к$ и напряжения $\Delta U_к$. Отсюда

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_к}{\Delta U_к}. \qquad (71)$$

Чтобы найти коэффициент усиления по току, через рабочую точку проводят прямую линию, перпендикулярную к горизонтальной оси, до пересечения с ближайшей характеристикой семейства (точка *Д*). Затем находят приращение тока базы $\Delta I_б$ как разность токов, при которых эти характеристики сняты:

$$\Delta I_б = I_{б2} - I_{б1} \qquad (72)$$

и приращение тока коллектора $\Delta' I_к$. Отсюда

$$h_{21э} = \beta = \frac{\Delta' I_к}{\Delta I_б}. \qquad (73)$$

Для определения параметров $h_{11э}$ и $h_{12э}$ на семействе входных характеристик триода прежде всего находят рабочую точку *А'* (рис. 35,*б*), соответствующую току базы $I_{б1}$

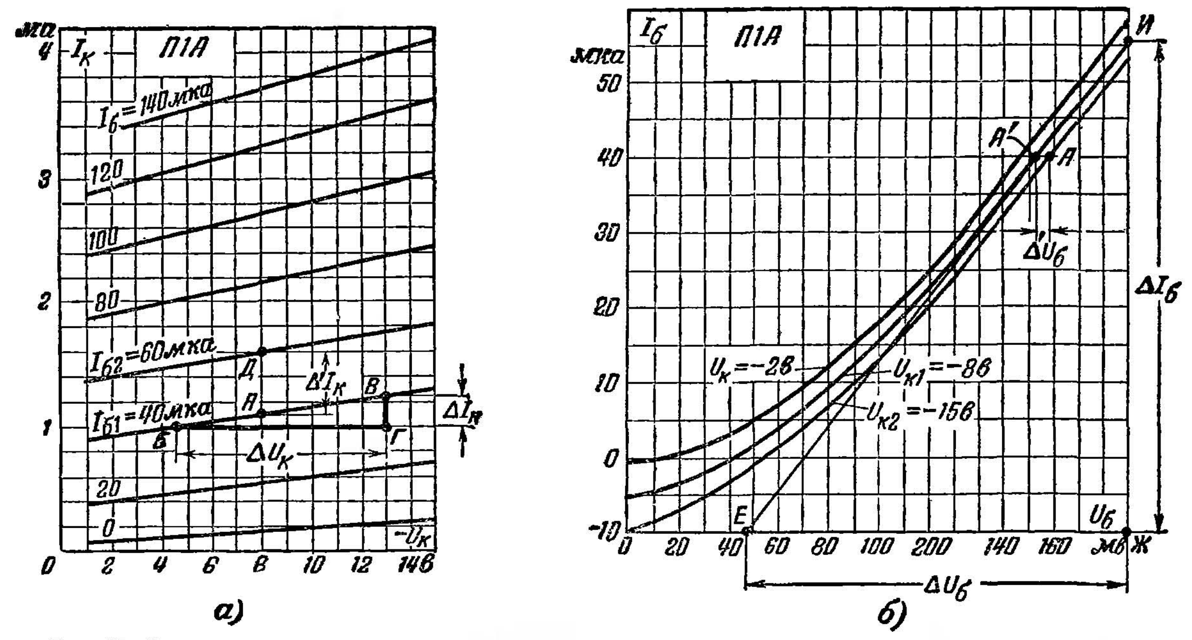


Рис. 35. Семейства статических характеристик триода, включенного по схеме с общим эмиттером.
а — выходные; *б* — входные.

и напряжению на коллекторе $U_{к1}$. После этого через рабочую точку проводят касательную к характеристике, снятой при напряжении $U_{к1}$, и строят треугольник $E\,Ж\,И$.

С помощью треугольника $E\,Ж\,И$ определяют приращение тока $\Delta I_б$ и напряжения $\Delta U_б$ на базе триода. Параметр

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_б}{\Delta I_б}. \tag{74}$$

Для определения обратного коэффициента усиления по напряжению $h_{12э} = \mu$ проводят через рабочую точку A' прямую, параллельную горизонтальной оси, до пересечения с ближайшей характеристикой семейства (точка A на характеристике для $U_{к2}$). Затем находят $\Delta' U_б$ и подсчитывают $\Delta U_к$ как разность

$$\Delta U_к = U_{к2} - U_{к1}. \tag{75}$$

По полученным значениям $\Delta U_б$ и $\Delta U_к$ вычисляют h_{12}:

$$h_{12} = \mu = \frac{\Delta U_б}{\Delta U_к}. \tag{76}$$

На графиках рис. 35 приведены семейства статических характеристик триода П1А. Определим по ним на основе проделанных построений h-параметры этого триода для режима $I_к = 1{,}1$ *ма* и $U_к = -8$ *в*.

Из рис. 35,*а* имеем $\Delta I_к = 0{,}22$ *ма*; $\Delta U_к = 8{,}5$ *в*; $\Delta I_б = 60 - 40 = 20$ *мка*; $\Delta' I_к = 0{,}5$ *ма*; $I_б = 40$ *мка*.

Отсюда

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_к}{\Delta U_к} = \frac{0{,}22 \cdot 10^{-3}}{8{,}5} = 2{,}6 \cdot 10^{-5}\ мо;$$

$$h_{21э} = \beta = \frac{\Delta' I_к}{\Delta I_б} = \frac{0{,}5 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6}} = 25.$$

Из графика рис. 35,*б* находим: $\Delta I_б = 55{,}5$ *мка*; $\Delta U_б = 200 - 44 = 136$ *мв*; $\Delta' U_б = 4$ *мв*; $\Delta U_к = 15 - 8 = 7$ *в*.

Таким образом,

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_б}{\Delta I_б} = \frac{136 \cdot 10^{-3}}{55{,}5 \cdot 10^{-6}} = 2\,460\ ом;$$

$$h_{12э} = \mu = \frac{\Delta' U_б}{\Delta U_к} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{7} = 0{,}57 \cdot 10^{-3}.$$

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 1 р. 95 к.

Мне всегда нравились старые, сильно потрёпанные книжки. Потрёпанность книги говорит о её высокой востребованности, а старость о вечно ценном содержании. Всё сказанное в большей степени касается именно технической литературы. Только техническая литература содержит в себе ту великую и полезную информацию, которая не подвластна ни политическим веяниям, ни моде, ни настроениям! Только техническая литература требует от своего автора по истине великих усилий и знаний. Порой требуется опыт целой жизни, чтобы написать небольшую и внешне невзрачную книгу.

К сожалению ни что не вечно в этом мире, книги треплются, разваливаются на отдельные листы, которые затем рвутся в клочья и уходят в никуда. Плюс ко всему орды варваров, которым без разницы, что бросить в костёр или чем вытереть свой зад. Именно их мы можем благодарить за сожженные и растоптанные библиотеки.

Если у Вас есть старая книга или журнал, то не дайте им умереть, отсканируйте их и пришлите мне. Совместными усилиями мы можем создать по истине уникальное и ценное собрание старых технических книг и журналов.

Сайт старой технической литературы:

http://retrolib.narod.ru